

**TU Braunschweig – Niedersächsisches  
Forschungszentrum für Luftfahrt**

**Berichte aus der Luft- und Raumfahrttechnik**

**Forschungsbericht 2017-13**

# **Optimale Platzierung von Sensorik und Aktuatorik für aktive Steuerungssysteme der Adaptronik**

**Thomas Haase**

Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt  
Institut für Faserverbundleichtbau und Adaptronik  
Braunschweig

---

Diese Veröffentlichung wird gleichzeitig in der Berichtsreihe  
„NFL - Forschungsberichte“ geführt.

Diese Arbeit erscheint gleichzeitig als von der Fakultät für  
Maschinenbau der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina  
zu Braunschweig zur Erlangung des akademischen Grades eines  
Doktor-Ingenieurs genehmigte Dissertation.



# **Optimale Platzierung von Sensorik und Aktuatorik für aktive Steuerungssysteme der Adaptronik**

Von der Fakultät für Maschinenbau  
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde

eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)

genehmigte Dissertation

von: Dipl.-Ing. Thomas Haase  
aus: Blankenburg (Harz)

eingereicht am: 06.06.2017  
mündliche Prüfung am: 10.08.2017

Gutachter: Prof. Dr.-Ing. Michael Sinapius  
Prof. Dr.-Ing. Sabine Christine Langer  
Vorsitzender: Prof. Dr.-Ing. Christian Hühne





*Für meinen lieben Papa,  
dem ich so viel zu verdanken habe.*



# Vorwort

Die vorliegende Dissertation ist während meiner wissenschaftlichen Tätigkeit am Institut für Faserverbundleichtbau und Adaptronik des Deutschen Zentrums für Luft- und Raumfahrt e.V. (DLR) und am Institut für Adaptronik und Funktionsintegration (IAF) der TU Braunschweig in den Jahren 2012 bis 2017 entstanden. In beiden Forschungseinrichtungen habe ich ein hervorragendes Arbeitsumfeld vorgefunden und konnte mit vielen tollen Wissenschaftlern zusammenarbeiten.

Mein besonderer Dank gilt meinem Doktorvater Prof. Dr.-Ing. Michael Sinapius für sein großes Interesse an meinem Thema und die vielen spannenden Diskussionen, die mich stets motiviert haben weiter zu forschen. Ein besonderes Dankeschön möchte ich auch an Prof. Dr.-Ing. Sabine Christine Langer für das Anfertigen des Zweitgutachtens richten, sowie an Prof. Dr.-Ing. Christian Hühne für die Übernahme des Vorsitzes der Prüfungskommission.

Großen Anteil am Gelingen der Arbeit gebührt auch der gesamten Abteilung Adaptronik. Prof. Dr.-Ing. Hans Peter Monner und Dr.-Ing. Johannes Riemenschneider haben in dieser Abteilung ein kollegiales, familienfreundliches aber vor allem wissenschaftliches Umfeld geschaffen, indem die Arbeit an der Promotion sehr viel Freude bereitet hat. Ein großer Dank geht auch an Dr.-Ing. Malte Misol für den grundlegenden Denkanstoß zu dieser Dissertation im Rahmen der Diplomarbeit. Ganz besonderer Dank gilt meinen Kollegen Dr.-Ing. Oliver Unruh und Dr.-Ing. Martin Pohl. Ich erinnere mich gerne an die vielen Diskussionsrunden die wir zu dritt erlebt und die mich als Wissenschaftler geprägt haben. Bedanken möchte ich mich bei Torsten Mendrock, mit dem ich „einige“ Piezokeramiken geklebt habe, und Martin Radestock, für die moralische Unterstützung in der Abgabephase. Vielen Dank an euch alle!

Nicht vergessen möchte ich meine Studenten, Sascha Albrecht, Henning Bühmann, Bernd-Christian Hölscher und Lennart Jüchert. Danke für die hervorragende Zusammenarbeit und Unterstützung im Labor.

Von ganzem Herzen danke ich meiner Familie, die mich bedingungslos unterstützt und durch die anstrengende Zeit getragen hat. Meinen Kindern Oliver, Emily und Ben danke ich für ihre Geduld und einfach dafür, dass sie so wunderschöne kindliche Ansichten haben, die mich immer wieder sprachlos gemacht haben. Meiner wundervollen Frau Sabine möchte ich an dieser Stelle nur sagen, dass ich sie über alles liebe, und danken für viele „freigeschaufelte“ Stunden. Ein ganz besonderer Dank am Schluss gilt meiner Mama, die mich in schweren Zeiten immer unterstützt und mir so viel Liebes und Gutes im Leben gegeben hat.



## Kurzfassung

Aktive Steuerungssysteme werden seit nunmehr über 30 Jahren verwendet, um Vibrationen und Lärm zu reduzieren. Verschiedene Systemklassen wie die aktive Vibrationskontrolle, die aktive Lärmreduktion oder die aktive Struktur-Akustik Regelung haben sich etabliert. Alle aktiven Systeme haben das Ziel eine möglichst hohe Leistungsfähigkeit zu erzielen, das heißt die adressierte Störgröße möglichst stark zu unterdrücken. Ein wesentlicher Einflussfaktor der Leistungsfähigkeit ist die Platzierung der Sensoren und Aktuatoren. Bisherige Untersuchungen vernachlässigen die Randbedingungen einer Steuerung, wie z.B. die Kausalitätsbedingung, die Filtergewichte und die Signalverarbeitungslaufzeiten, was in vielen Fällen zu einer großen Diskrepanz von Simulation und Experiment führt. Im Rahmen dieser Dissertation wird die Methodik der Gesamtsystemmodellierung vorgestellt, mit deren Hilfe die Frage beantwortet werden soll, welche Auswirkungen die Steuerungsrandbedingungen auf eine Sensor- und Aktuatorplatzierung haben.

Zunächst wird dazu eine Parameterstudie an einem aktiven Vibrationsreduktionssystem mit Steuerung durchgeführt. Die Analyse erfolgt mit einer festen Sensor- und Aktuatorplatzierung an einer Aluminiumplatte, um die verschiedenen Einflussfaktoren zu analysieren. Dabei zeigt sich, dass die Leistungsfähigkeit von Steuerungssystemen sowohl im schwach als auch im stärker gedämpften System von den Laufzeiten der Übertragungsfunktionen und der Länge des Steuerungsfilters abhängig ist. Die Restriktionen, welche durch eine Stellgrößenbegrenzung oder durch rechteckige Systeme entstehen, werden ebenfalls im Detail analysiert.

Schwerpunkt dieser Arbeit ist die Anwendung der Gesamtsystemmodellierung am Beispiel einer Aktuatorplatzierung unter Variation der Steuerungsrandbedingungen. Mit Hilfe der durchgeführten Aktuatorplatzierungsoptimierung kann gezeigt werden, dass die Platzierung des Aktuators sowohl von der Kausalitätsbedingung und den Laufzeiten, als auch von der Filterlänge abhängig ist. Die mit Hilfe der Gesamtsystemmodellierung ermittelten Aktuatorplatzierungen erreichen eine höhere Störgrößenreduktion im Experiment, als die Aktuatorplatzierungen, bei denen die Steuerungsrandbedingungen vernachlässigt werden. Auch die durch die Gesamtsystemmodellierung vorhergesagte Störgrößenreduktion im Vergleich zum Experiment ist deutlich verbessert gegenüber dem Stand der Technik.

Die vorliegende Arbeit zeigt, dass die Steuerungsrandbedingungen einen Einfluss auf die Aktuatorplatzierung haben und somit die hier vorgestellte Gesamtsystemmodellierung zur Auslegung und Optimierung aktiver Steuerungssysteme geeignet ist.

## Abstract

Active feedforward control systems for noise and vibration reduction are under investigation for more than 30 years now. Feedforward control systems are used in different scenarios: active vibration control, active noise control and active structural acoustic control. All of these systems aim for a large noise or vibration reduction. In order to achieve a large noise or vibration reduction, the actuator and sensor positions are very important parameters of an active feedforward system. Until now, the placement of sensors and actuators for feedforward control systems is optimised neglecting the boundary conditions of realisable feedforward controllers, like the causality constraint, the delays of the signal processing units and the filter length. Very often the predicted performance of such optimised systems does not equal the measured performance in an experiment. This thesis introduces an overall system optimisation which integrates feedforward controller boundary conditions into an actuator placement optimisation in order to investigate the effects of causality, delays and filter length on the actuator placement.

First of all, a parametric study of an active vibration control system with fixed sensors and actuators is conducted where the feedforward controller parameters are varied in a wide range. It can be observed, that the performance is dependent on the filter length as well as on the delays determining the causality of the system. The dependency of the actuator placement on both parameters can be shown for both investigated damping conditions (lightly and heavy). Also the strong limitations which are introduced by a saturation of the actuator and rectangular systems are also analysed in detail.

In the major part of this thesis, the influence of the causality constraint and the filter length on the actuator placement is investigated. Therefore, the overall system optimisation is used and the mentioned parameters are varied. It is shown that the actuator placement depends on the causality and the delays of the system. Furthermore, also the filter length influences the actuator placements. The actuator positions optimised with respect to causality and filter length show a higher vibration reduction in an experiment than the positions that are optimised without these constraints. It can be also shown that the predicted vibration reduction of the overall system simulation is closer to the measured vibration reduction compared to the state of the art.

The overall system simulation introduced in this thesis shows, that the feedforward controller boundary conditions cannot be neglected in an actuator placement optimisation.

# Inhaltsverzeichnis

<b>Inhaltsverzeichnis</b>	<b>III</b>
<b>Abkürzungsverzeichnis</b>	<b>VII</b>
<b>Nomenklatur</b>	<b>IX</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
1.1 Lärm und die Entwicklung aktiver Systeme . . . . .	1
1.2 Aktives Lärmreduktionssystem als Motivationsbeispiel . . . . .	5
1.3 Struktur der Arbeit . . . . .	7
<b>2 Ziele und Hypothesen der Arbeit</b>	<b>11</b>
<b>3 Kernelemente der Aktuator- bzw. Sensorplatzierungsoptimierung</b>	<b>17</b>
3.1 Aktive Vibrationskontrolle und aktive Struktur-Akustik Regelung . . . . .	18
3.2 Filterimplementierung . . . . .	19
3.3 Methode zur Berechnung der Zielfunktion . . . . .	20
3.3.1 Streckendefinition aktiver Systeme . . . . .	21
3.3.2 Kausalität und Laufzeit . . . . .	22
3.3.3 Lineare quadratische Optimalsteuerung . . . . .	23
3.3.4 Kausale Optimalsteuerung . . . . .	25
3.4 Genetische Optimierung . . . . .	28
3.5 Steuerbarkeit nach Gram . . . . .	32
<b>4 Stand des Wissens zur Sensor- und Aktuatorplatzierung für aktive Steuerungen der Adaptronik</b>	<b>35</b>
4.1 Störgrößenreduktionspotential von Steuerungen und Regelungen . . . . .	35
4.2 Optimierung von Aktuator- und Sensorpositionen . . . . .	40

---

4.2.1	Steuerungs- und regelungstechnisch unabhängige Optimierungs- verfahren . . . . .	40
4.2.2	Prozesskettenorientierte Optimierung . . . . .	41
4.3	Einfluss der Kausalität und der Signalverarbeitung . . . . .	45
4.4	Weitere Einflussfaktoren einer Steuerung . . . . .	49
4.5	Einfluss lokaler Vibrationsreduktionen auf die globale Vibrationsreduk- tion oder Schallleistung . . . . .	51
4.6	Gleichzeitige Optimierung der Aktuator- und Sensorplatzierung . . . . .	53
4.7	Zusammenfassung der Literaturrecherche und Rückschlüsse auf die Hy- pothesen . . . . .	55
<b>5</b>	<b>Methodik der Gesamtsystemmodellierung</b>	<b>59</b>
5.1	Das aktive Gesamtsystem . . . . .	60
5.2	Modellierung des aktiven Gesamtsystems . . . . .	63
5.2.1	Analyse der bestehenden Prozesskette . . . . .	65
5.2.2	Integration der Kausalitätsbedingung . . . . .	68
5.2.3	Integration der Signallaufzeiten . . . . .	70
5.2.4	Simultane Optimierung von Sensoren und Aktuatoren . . . . .	73
5.3	Analysemethodik zur Auswertung der Aktuatorplatzierung und der Stör- größenreduktion . . . . .	74
5.3.1	Leistungsfähigkeit einer Steuerung . . . . .	74
5.3.2	Filtergüte . . . . .	76
5.3.3	Aktuierbarkeit . . . . .	76
5.3.4	Laufzeitanalyse . . . . .	77
5.4	Vorstellung der Teststruktur und Diskussion zur Übertragbarkeit der Er- gebnisse . . . . .	79
5.4.1	Simulationsmodelle . . . . .	81
5.4.2	Experimentelle Versuchsumgebung . . . . .	83
<b>6</b>	<b>Simulation der Steuerungsparameter</b>	<b>91</b>
6.1	Signal- und Streckendefinition . . . . .	91
6.2	Einfluss der Steuerungsparameter auf die lokale Störgrößenreduktion . .	93
6.2.1	Steuerungskonfigurationen . . . . .	93
6.2.2	Laufzeitanalyse und Analyse der Filtergüte . . . . .	96
6.2.3	SISASO-Systeme . . . . .	102
6.2.4	SISAMO-Systeme . . . . .	109
6.2.5	MISASO-Systeme . . . . .	112



---

6.2.6	SIMAMO-Systeme . . . . .	114
6.2.7	Zusammenfassung . . . . .	116
6.3	Sensitivität der Aktuatorplatzierung auf die Variation der Steuerungsparameter . . . . .	117
6.3.1	Globale Vorbetrachtung der Optimierungsaufgabe . . . . .	119
6.3.2	Einfluss der Kausalitätsbedingung . . . . .	124
6.3.3	Einfluss der Signalverarbeitungslaufzeiten . . . . .	132
6.3.4	Einfluss der Filtergewichte . . . . .	136
6.3.5	Einfluss der Stellgrößenbeschränkung . . . . .	142
6.3.6	Kombinierter Einfluss von Laufzeit und Filtergewichten . . . . .	147
6.3.7	Globale Nachbetrachtung der Platzierungsoptimierung . . . . .	151
6.3.8	Zusammenfassung der Platzierungsoptimierung in Abhängigkeit der Steuerungsparameter . . . . .	155
<b>7</b>	<b>Experimenteller Vergleich der Aktuatorplatzierungen</b>	<b>159</b>
7.1	Experimentelles Vorgehen . . . . .	160
7.2	Kohärenzüberprüfung . . . . .	161
7.3	Einfluss der Kausalitätsbedingung und der Signalverarbeitungslaufzeiten	163
7.4	Einfluss der Filtergewichte . . . . .	171
7.5	Zusammenfassung der experimentellen Ergebnisse . . . . .	175
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>179</b>
8.1	Zusammenfassung . . . . .	179
8.2	Ausblick . . . . .	184
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>187</b>
	<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>199</b>
	<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>207</b>
<b>A</b>	<b>Ergänzungen zur Simulationsmethodik</b>	<b>209</b>
A.1	Experimentelle Bestimmung der Messtechniklaufzeiten . . . . .	209
A.2	Parameter der Leistungsschätzung . . . . .	210
A.3	Gruppenlaufzeitabgleich zwischen Simulation und Experiment . . . . .	210
A.4	Transferfunktionen eines ANC-Systems . . . . .	213

---

<b>B</b>	<b>Anhang Simulation</b>	<b>215</b>
B.1	Parameter der genetischen Optimierung . . . . .	215
B.2	Eigenfrequenzen und modale Dämpfungen des Simulationsmodells . . .	215
B.3	Anregungssignal der Simulation . . . . .	217
B.4	Integrierte Störgrößenreduktion der Simulationen . . . . .	218
B.5	Optimierte Platzierungen der Gesamtsystemmodellierung . . . . .	219
B.6	Parameterfelder der Einflussgrößen von Steuerungen . . . . .	222
B.7	Aktuatorplatzierung . . . . .	234
<b>C</b>	<b>Anhang Experiment</b>	<b>237</b>
C.1	Messtechniktafel . . . . .	237
C.2	Vorversuch modale Dämpfungen . . . . .	238
C.3	Prüfstandsuntersuchungen . . . . .	238
C.4	Anregungsspektren Simulation/Experiment . . . . .	239

---

---

# Abkürzungsverzeichnis

Folgende Abkürzungen werden im Dokument verwendet:

Abkürzung	Beschreibung
ANC	Active Noise Control
ANSYS <sup>TM</sup>	Analysis System (Software für finite Elemente Simulationen)
ASAC	Active Structural Acoustic Control (Aktive Struktur-Akustik Regelung)
ATB	Akustischer Transmissionsprüfstand Braunschweig
AVC	Active Vibration Control (Aktive Vibrationskontrolle)
CAD	Computer aided design (Computergestützte Konstruktion)
CFK	Carbonfaser verstärkter Kunststoff
CLD	Constraint layer damping (Dämpfungsfolie)
DFT	Diskrete Fouriertransformation
DLR	Deutsches Zentrum für Luft- und Raumfahrt e.V.
DSP	Digitaler Signalprozessor
d.h.	das heißt
FB	Frequenzbereich
FE	finite Elemente
FIR	Finite impulse response (Endliche Impulsantwort)
FRF	Frequency response function (Übertragungsfunktion)
IIR	Infinite Impulse Response (Unendliche Impulsantwort)
KEMO	Hersteller von Tiefpassfiltern
KMSVL	Kausale Steuerungsberechnung mit Signalverarbeitungslaufzeiten
KOSVL	Kausale Steuerungsberechnung ohne Signalverarbeitungslaufzeiten

Fortsetzung auf nächster Seite...

Abkürzung	Beschreibung
LQOS	Linear-quadratische Optimalsteuerung
LQR	Linear quadratic regulator (linear-quadratischer Regler)
LSDV	Laser-Scanning-Doppler-Vibrometer
m.H.	mit Hilfe
MA	Multiple Actuator (Mehrere Sekundärquellen)
MI	Multiple Input (Mehrere Referenzen)
MIMO	Steuerungssystem mit Multiple Input (MI) und Multiple Output (MO)
MISASO	Steuerungssystem mit Multiple Input (MI), Single Actuator (SA) und Single Output (SO)
MO	Multiple Output (Mehrere Fehlersensoren)
NK	Nicht-kausale Steuerungsberechnung
PVDF	Polyvinylidenfluorid (Piezoelektrisches Sensormaterial)
RFP-z	Rational Fraction Polynomial Verfahren im z-Bereich
SA	Single Actuator (Eine Sekundärquelle)
SI	Single Input (Eine Referenz)
SIMAMO	Steuerungssystem mit Single Input (SI), Multiple Actuator (MA) und Multiple Output (MO)
SISAMO	Steuerungssystem mit Single Input (SI), Single Actuator (SA) und Multiple Output (MO)
SISASO	Steuerungssystem mit Single Input (SI), Single Actuator (SA) und Single Output (SO)
SISO	Steuerungssystem mit Single Input (SI) und Single Output (SO)
SO	Single Output (Ein Fehlersensor)
SUS	Stochastic universal sampling (Selektionsverfahren)
SVE	Signalverarbeitungseinheit
SVL	Signalverarbeitungslaufzeiten
ZB	Zeitbereich
z.B.	zum Beispiel

# Nomenklatur

Für die Notation mathematischer Zusammenhänge gelten die folgend genannten grundsätzlichen Vereinbarungen:

- Matrizen werden durch fette Schrift und Großschreibung gekennzeichnet
- Vektoren werden durch fette Schrift und Kleinschreibung gekennzeichnet
- $N_{ij}$  entspricht dem Matrixelement der  $i$ -ten Zeile und  $j$ -ten Spalte der Matrix  $\mathbf{N}$
- Skalare werden in kursiver Schrift gekennzeichnet
- Formelzeichen in Gleichungen im Frequenzbereich können komplexe Werte annehmen. Auf eine gesonderte Kennzeichnung komplexer Werte durch Unterstreichung wird verzichtet.
- Ein hochgestelltes  $T$  steht für transponiert, ein hochgestelltes  $H$  steht für hermitesch transponiert und ein  $*$  steht für komplex konjugiert.

In der unten stehenden Tabelle sind die in der Dissertation verwendeten Symbole und Formelzeichen, eine Beschreibung sowie die dazugehörige physikalische Einheit aufgelistet.

## Lateinische Formelzeichen und Symbole

Symbol	Beschreibung	Einheit
$A(z)$	Verstärkerdynamiken	$[-]$
$AB$	Aktuierbarkeit	$[-]$
$c_b$	Biegewellengeschwindigkeit	$\left[\frac{m}{s}\right]$
$c_l$	Longitudinal-Wellen-Geschwindigkeit eines Stabes	$\left[\frac{m}{s}\right]$
$d$	Durchgriff der Zustandsraumdarstellung	$[-]$

Fortsetzung auf nächster Seite...

Symbol	Beschreibung	Einheit
$d(\omega)$	Störsignal im Frequenzbereich	[–]
$d(n)$	Störsignal im Zeitbereich	[–]
$\tilde{d}(n)$	Verzögertes Störsignal	[–]
$D_P(z)$	Dynamik des Primärpfades	[–]
$D_S(z)$	Dynamik des Sekundärpfades	[–]
$Domain_i$	Definitionsbereich des gewählten Mutationsparameters	[–]
$DSP(z)$	Dynamik des digitalen Signalprozessors	[–]
$e(n)$	Fehlersignal im Zeitbereich	[–]
$e(\omega)$	Fehlersignal im Frequenzbereich	[–]
$exp(\cdot)$	Exponent von $(\cdot)$	[–]
$E[\cdot]$	Erwartungswert von $[\cdot]$	[–]
$f$	Frequenz	[Hz]
$F_{AA}(z)$	Dynamik des Anti-Aliasing Filters	[–]
$F_C$	Grenzfrequenz der Tiefpassfilter	[Hz]
$F_{QU}$	Filtergüte	[–]
$F_{RK}(z)$	Dynamik des Rekonstruktionsfilters	[–]
$F_s$	Abtastfrequenz	[Hz]
$\Delta F$	Frequenzauflösung	[Hz]
$G$	Übertragungsfunktion der Sekundärstrecke	[–]
$G(j\omega)$	Übertragungsfunktion	[–]
$G_{all}(j\omega)$	Allpassanteil der Übertragungsfunktion	[–]
$G_{min}(j\omega)$	Minimalphasiger Teil der Übertragungsfunktion	[–]
$h$	Plattenstärke	[m]
$i$	Variable für den Laufindex	[–]
$J$	Anzahl der Fehlersignale	[–]
$K$	Anzahl der Referenzsignale	[–]
$I$	Länge des Sekundärstreckenpfades	[–]
$L$	Anzahl Fehlersignale oder Länge des Zeitsignals in der Prozesskette	[–]

Fortsetzung auf nächster Seite...

Symbol	Beschreibung	Einheit
$L_{\Delta vib}$	Störgrößenreduktion des Fehlersignals	[dB]
$M$	Anzahl der Ansteuersignale	[–]
$n$	Variable der diskreten Zeit	[–]
$N$	Länge des Steuerungsfilters	[–]
$N_{Ep}$	Maximale Anzahl der Epochen einer genetischen Optimierung	[–]
$N_{Ins}$	Einfügerate	[–]
$N_{MB}$	Mutationsbereich	[–]
$N_{MP}$	Mutationspräzision	[–]
$N_{Mut}$	Mutationsrate	[–]
$N_{Pop}$	Anzahl Individuen in einer Population	[–]
$N_{RND}$	Zufallsstartwert des SUS-Verfahrens	[–]
$N_{Sel}$	Selektionsrate	[–]
$N_A$	Anzahl der Aktuatoren	[–]
$N_B$	Anzahl der Zeitsignalblöcke	[–]
$N_L$	Länge der Zeitsignalblöcke	[–]
$N_R$	Länge des Referenzoptimalfilters	[–]
$N_S$	Anzahl der Sensoren	[–]
$O_s$	Überabtastrate zur Nachbildung analoger Filter	[–]
$p$	Positionsnummer (lineares Ranking)	[–]
$P(z)$	Primärpfad oder Primärstrecke	[–]
$P_{dd}$	Autoleistungsdichtespektrum des Störsignals	$\left[\frac{dB}{Hz}\right]$
$P_{ee}$	Autoleistungsdichtespektrum des Fehlersignals	$\left[\frac{dB}{Hz}\right]$
$P_{x'd}$	Kreuzleistungsdichtespektrum des gefilterten Referenzsignals und des Störsignals	$\left[\frac{dB}{Hz}\right]$
$P_{x'x'}$	Autoleistungsdichtespektrum des gefilterten Referenzsignals	$\left[\frac{dB}{Hz}\right]$
$P_{xd}$	Kreuzleistungsdichtespektrum des Referenzsignals und des Störsignals	$\left[\frac{dB}{Hz}\right]$
$P_{xx}$	Autoleistungsdichtespektrum des Referenzsignals	$\left[\frac{dB}{Hz}\right]$

Fortsetzung auf nächster Seite...

Symbol	Beschreibung	Einheit
$P_{xy}$	Kreuzleistungsdichtespektrum der Signale x und y	$\left[\frac{dB}{Hz}\right]$
$Par$	Parameter des Genoms der genetischen Optimierung	$[-]$
$S(z)$	Sekundärstrecke oder Sekundärpfad (engl. Secondary path)	$[-]$
$\tilde{S}(z)$	Sekundärpfad mit zusätzlicher Laufzeit	$[-]$
$S_E(z)$	Sensordynamik	$[-]$
$s_{Err \rightarrow Sen}$	Distanz von Erregung zum Sensor	$[m]$
$S_D$	Selektionsdruck	$[-]$
$T$	Zeitvariable	$[s]$
$T_s$	Abtastzeit	$[s]$
$T_F$	Transferfunktion	$[-]$
$T_{F,xy}$	Transferfunktion von Aktor y zum Sensor x	$[-]$
$\Delta t$	Zeitschrittweite	$[s]$
$u(n)$	Ansteuersignal oder Stellsignal	$[-]$
$u(\omega)$	Ansteuersignal im Frequenzbereich	$[-]$
$v(n)$	Anregungssignal (bandbegrenztes, leistungsoptimiertes weißes Rauschen)	$[-]$
$V_{max}$	Maximale Aktuatorspannung/Stellgröße	$[V]$
$w$	Steuerungsfilter	$[-]$
$w(z)$	Dynamik des Steuerungsfilters	$[-]$
$w_i$	$i$ -tes Steuerungsfiltergewicht	$[-]$
$w_{opt}$	Optimales Steuerungsfilter	$[-]$
$W_{opt}$	Optimalfilter	$[-]$
$x(n)$	Referenzsignal	$[-]$
$x(t)$	Kontinuierliches Zeitsignal	$[-]$
$x(\omega)$	Referenzsignal im Frequenzbereich	$[-]$
$y(n)$	Sekundärsignal	$[-]$
$\tilde{y}(n)$	Sekundärsignal mit zusätzlicher Verzögerung	$[-]$
$y(\omega)$	Sekundärsignal im Frequenzbereich	$[-]$

Fortsetzung auf nächster Seite...



Symbol	Beschreibung	Einheit
$z$	Modale Verschiebung	$[-]$
$\Delta z^{-1}$	Einschrittverzögerung (engl. Unit-Sample-Delay)	$[-]$
$\mathbf{A}$	Dynamikmatrix der Zustandsraumdarstellung	$[-]$
$\mathbf{b}$	Eingangsvektor der Zustandsraumdarstellung	$[-]$
$\mathbf{c}$	Ausgangsvektor der Zustandsraumdarstellung	$[-]$
$\mathbf{C}$	Dämpfungsmatrix	$[-]$
$\mathbf{f}$	Harmonische Kraftanregung	$[N]$
$\mathbf{F}$	Komplexe Kraftamplitude	$[N]$
$\mathbf{I}$	Einheitsmatrix	$[-]$
$\mathbf{K}$	Steifigkeitsmatrix	$[-]$
$\mathbf{M}$	Massenmatrix	$[-]$
$\mathbf{p}_{\text{sel}}$	Selektionsvektor des SUS-Verfahrens	$[-]$
$\mathbf{W}_C$	Gram'sche Steuerbarkeitsmatrix	$[-]$
$\mathbf{x}$	Verschiebungsvektor	$[m]$
$\mathbf{X}$	Komplexe Verschiebungsamplitude	$[m]$
$\dot{\mathbf{x}}$	Geschwindigkeitsvektor	$\left[\frac{m}{s}\right]$
$\ddot{\mathbf{x}}$	Beschleunigungsvektor	$\left[\frac{m}{s^2}\right]$
$\hat{\mathbf{x}}(n)$	Zustandsvektor der Zustandsraumdarstellung	$[-]$
$\mathbf{X}'$	Matrix der gefilterten Referenzsignale	$[-]$
$\mathbf{x}'(n)$	Vektor des gefilterten Referenzsignals	$[-]$
$\mathbf{z}$	Modale Verschiebung	$[-]$
$\mathbf{Z}$	Komplexe modale Verschiebungsamplitude	$[-]$
$\dot{\mathbf{z}}$	Modale Geschwindigkeit	$[-]$
$\ddot{\mathbf{z}}$	Modale Beschleunigung	$[-]$

### Griechische Formelzeichen und Symbole

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\beta$	Verzögerungsschritte des Primär- oder Sekundärpfades	$[-]$

Fortsetzung auf nächster Seite...

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\Delta f$	Frequenzschrittweite	[Hz]
$\Delta \omega$	Kreisfrequenzschrittweite	$[\frac{1}{s}]$
$\eta$	Regularisierungsfaktor für die Steuerungsrechnung zur Stellgrößenlimitierung	[—]
$\lambda$	Eigenwert	[—]
$\lambda_i$	$i$ -ter Eigenwert	[—]
$\bar{\lambda}$	Mittelwert der Eigenwerte	[—]
$\xi_i$	Modale Dämpfung des $i$ -ten Eigenvektors	[—]
$\xi(n)$	Zielfunktionswert der Steuerung	[—]
$\pi$	Kreiszahl	[—]
$\sigma(\cdot)$	Standardabweichung von $(\cdot)$	[—]
$\tau_b$	Biegewellenlaufzeit	[s]
$\tau_D$	Gruppenlaufzeit	[s]
$\tau_\Delta$	Signalverarbeitungslaufzeit	[s]
$\tau_\Delta(\omega)$	Frequenzabhängige Signalverarbeitungslaufzeit	[s]
$\tau_p$	Primärlaufzeit	[s]
$\tau_p(\omega)$	Frequenzabhängige Primärlaufzeit	[s]
$\tau_s$	Sekundärlaufzeit	[s]
$\tau_s(\omega)$	Frequenzabhängige Sekundärlaufzeit	[s]
$\phi$	Eigenvektoren/Eigenmoden	[—]
$\Phi_{Tot}$	Integriertes Leistungsdichtespektrum (0 Hz bis 600 Hz)	[—]
$\Phi_{Tot}^{On}$	Integriertes Leistungsdichtespektrum (0 Hz bis 600 Hz) mit Steuerung	[—]
$\Phi_{Tot}^{Off}$	Integriertes Leistungsdichtespektrum (0 Hz bis 600 Hz) ohne Steuerung	[—]
$\Phi_{ee}$	Autoleistungsdichtespektrum des Fehlersignals $e$	[—]
$\Phi_{xx}(f)$	Autoleistungsdichtespektrum des Signals $x$ an der Frequenz $f$	[—]
$\widetilde{\Phi_{xx}}(f)$	Gemittelttes Leistungsdichtespektrum mehrerer Fehlersignale	[—]

Fortsetzung auf nächster Seite...

---

---

Symbol	Beschreibung	Einheit
$\chi$	Zielfunktionswert des linearen Rankings	$[-]$
$\chi_{Sca}$	Skalierter Zielfunktionswert des linearen Rankings	$[-]$
$\Omega$	Maximale Kreisfrequenz des kontinuierlichen Frequenzspektrums	$[\frac{1}{s}]$

---



# Kapitel 1

## Einleitung

### 1.1 Lärm und die Entwicklung aktiver Systeme

Energieeffizienz ist einer der prägenden Begriffe unserer Zeit. Die wachsende Zahl an Menschen und die andauernde Technisierung der Welt führt immer mehr zu der Erkenntnis, dass wir mit den gegebenen Ressourcen sorgfältig und sparsam umgehen sollten, eben energieeffizient leben.

Im Bereich der Ingenieurwissenschaften sind wir durch diese Problematik herausgefordert, technische Produkte neu zu überdenken und den gesamten Lebenszyklus eines Produktes auch ökologisch zu betrachten. Im Bereich des Verkehrssektors wird versucht, der Forderung nach Energieeffizienz mit Leichtbau und neuen Antriebskonzepten gerecht zu werden. Als Beispiel kann zum einen das Auto herangezogen werden, bei dem der Leichtbau und die E-Mobilität zu einem geringeren CO<sub>2</sub> Ausstoß führen kann. Auch im Flugzeug wird der Leichtbau mit neuen Triebwerkskonzepten kombiniert, um das Leergewicht von Flugzeugen zu senken und deswegen mehr Nutzlast bei gleichem CO<sub>2</sub> Ausstoß zu transportieren, ist als Beispiel für hohe benötigte Energieeffizienz anzuführen. Letztendlich ist auch im schienengebundenen Verkehr der Leichtbau im Fokus, der in diesem Bereich ebenfalls die Wirtschaftlichkeit erhöhen soll.

Ein konsequenter Leichtbau ist demnach eine Schlüsseltechnologie um energieeffiziente, technische Produkte im Bereich des Verkehrswesens zu entwickeln. Dieser beschreibt die gewichtseffiziente Auslegung der Struktur durch den Einsatz steifer und leichter Materialien sowie durch spezielle Bauweisen. Neben den neuen Metalllegierungen kommen zunehmend Faserverbundwerkstoffe zum Einsatz, die durch ihre anisotropen Eigenschaften die Anwendung neuer Bauweisen ermöglichen. Der Fertigungsprozess der Faserverbundstrukturen ermöglicht ein hohes Maß an Integration und re-

duziert im Sinne des Leichtbaus das Gesamtgewicht.

Unter dem Blickwinkel der Vibroakustik sind Leichtbaustrukturen enorm herausfordernd. Die geringe Masse und die große Steifigkeit führen zu einer erhöhten Schallabstrahlung, da die für die Vibroakustik kennzeichnende Koinzidenzfrequenz absinkt. Die Koinzidenzfrequenz ist die Frequenz, ab der die Strukturwellenlänge größer ist als die Wellenlänge des Luftschalls. Dies hat zur Folge, dass oberhalb der Koinzidenzfrequenz eine Plattenstruktur effizient Schall abstrahlen kann und Leichtbaustrukturen somit höhere Lärmpegel erzeugen können als vergleichbare konventionelle Strukturen.

Somit darf die folgende Frage gestellt werden: Darf ein energieeffizientes technisches Produkt, wie ein Auto, eine Bahn oder ein Flugzeug, noch mehr zusätzlichen Lärm erzeugen, wo doch in unserer technisierten Welt ohnehin ein hoher Lärmpegel präsent ist?

Die Antwort ist Nein! Die Kosten, die die Heilung von Lärmschädigungen verursacht, steigen jedes Jahr an [93]. Deswegen muss beim Einsatz von Leichtbauwerkstoffen und -bauweisen die Herausforderung der Vibroakustik so gelöst werden, dass die Energieeffizienz bestehen bleibt, jedoch die vibroakustischen Eigenschaften der Struktur nicht degradiert werden.

Vibroakustische Probleme solcher Strukturen, wie z.B. die erhöhte Schallabstrahlung oder ein vermindertes Schalldämmmaß, lassen sich auf zwei Weisen lösen: Einmal durch passive Maßnahmen, wie z.B. die Installation von schallabsorbierenden Materialien oder den Aufbau von Doppelwänden, und zum anderen durch aktive Maßnahmen, wie z.B. Gegenschallsysteme oder aktive Vibrations- und Lärmreduktionssysteme.

Während die passive Schalldämmung dem Menschen intuitiv bekannt ist, z.B. das Zuhalten der Ohren bei lauten Geräuschen, erfordert die aktive Schalldämmung ein technisches Produkt zu dessen Realisierung, z.B. aktive Kopfhörer. Das Konzept der aktiven Schallreduktionssysteme ist bereits länger bekannt, wie durch das 1936 von Lueg [79] veröffentlichte Patent dokumentiert ist.

Die Funktionsweise eines aktiven Systems soll am Beispiel eines Lärmreduktionssystems, welches sehr anschaulich durch Conover [25] dargestellt ist, erläutert werden. Dieses System ist in Abbildung 1.1 gegeben. Hier wird mit Hilfe eines Sensors (Mikrofon) die Störung, welche z.B. durch einen Transformator erzeugt wird, gemessen und durch eine Signalverarbeitung (Signal Analyzer) ausgewertet. Diese Störung soll durch einen Aktuator (Lautsprecher) reduziert werden. Dafür muss die Gegenschwingung in Amplitude und Phase durch eine Intelligenz (hier der Mensch) korrekt eingestellt werden. Ist die Amplitude der Gegenschallwelle genau so groß wie die der Störung und

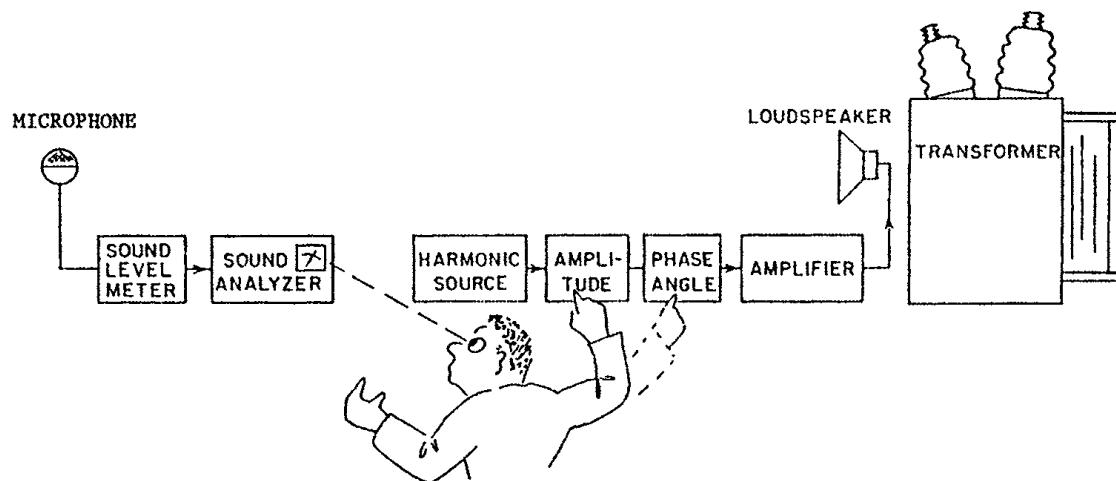


Figure 3.6 Manual adaptation of the amplitude and phase of a feedforward controller for harmonic disturbances (from Conover, 1956).

Abbildung 1.1: Steuerungssystem für harmonische Störungen mit manueller Adaption der Amplitude und Phase (Zitiert aus [31], Original von Conover [25])

die Phase genau 180 Grad zur Störung verschoben, erfolgt eine destruktive Interferenz und die Störung wird ausgelöscht. Ein aktives System besteht demnach aus Sensoren, Aktuatoren, Signalverarbeitungseinheiten und einer Intelligenz (im technischen Fall ein digitaler Signalverarbeitungsprozessor mit Regelungs- bzw. Steuerungsalgorithmen) und nutzt die destruktive Interferenz von Wellen als Funktionsprinzip aus. Dieses Prinzip kann sowohl für Schallwellen, als auch für Körperschallwellen angewendet werden [92] und [37].

Passive Schalldämmungsmaßnahmen sind in der Regel für den höheren Frequenzbereich<sup>1</sup> effizient, da in diesem Frequenzbereich viele schall- bzw. vibrationsabsorbieren-

<sup>1</sup>In der Literatur wird zwischen dem tiefen und hohen Frequenzbereich nicht exakt unterschieden, es gibt relativ viele verschiedene Angaben. So wird in [94] der für aktive Maßnahmen sinnvolle Bereich mit 1000 Hz angegeben und passive Maßnahmen als effizient über 1000 Hz bezeichnet, wenn der Masse Aufwand in Betracht gezogen wird. Auch in [104] ist der mit aktiven Maßnahmen adressierte Bereich mit ca. 1000 Hz angegeben, soll aber weit unter Koinzidenzfrequenz liegen, welche je nach Struktur variabel ist. Andere Veröffentlichungen wie [8] geben 250 Hz als Grenze für tieffrequenten Schall an. Letztendlich ist für die Berücksichtigung und die Bewertung aktiver Systeme entscheidend wie komplex die zu regelnde Struktur ist, wieviele Aktuatoren und Sensoren benötigt werden und welcher Algorithmus in der Abtastzeit ausgewertet werden muss. Die Fragestellung, bis zu welcher Frequenz ein aktives System im Vergleich zum passiven System vorteilhaft ist, ist immer eine individuelle Fragestellung für das ausgewählte technische System. In dieser Dissertation wird der Frequenzbereich bis 600 Hz betrachtet, da die modale Dichte der untersuchten Struktur bereits hoch ist und somit die Komplexität des Steuerungssystems dem Stand des Wissens entspricht.

de, passive Lösungen vorhanden sind [91]. Als Alternative bieten sich für den tiefen Frequenzbereich aktive Systeme an, um Schall- und Vibrationen zu reduzieren. Insbesondere im Verkehrssektor ist dieser Frequenzbereich sehr wichtig, weil die Störgeräusche der Maschinen, Triebwerke und Antriebe hauptsächlich dort angesiedelt sind. Eine Herausforderung der aktiven Systeme liegt in deren Komplexität und Kosten, was die Frage nach einer geeigneten Entwurfsmethodik aufwirft, die diese Faktoren berücksichtigt. Ein großes Potential bieten aktive Systeme durch ihre hohe Anpassbarkeit an geänderte Systemzustände, die Möglichkeit der Multifunktionalität (z.B. Vibrationsreduktion und gleichzeitige gezielte Vibrationsabgabe zur Musikerzeugung) und nicht zuletzt der gezielten Strukturbeeinflussung mit geringerem Zusatzgewicht als z.B. passive Maßnahmen.

Aktive Systeme werden in verschiedene Klassen eingeteilt, dabei sind die am häufigsten verwendeten Systeme aktive Vibrationsreduktionssysteme (im Englischen: Active Vibration Control (AVC)), aktive Schallminderungssysteme (im Englischen: Active Noise Control (ANC)) und aktive Struktur-Akustik Systeme (im Englischen: Active Structural Acoustic Control (ASAC)). Diese Systeme unterscheiden sich im Wesentlichen durch die verwendeten Sensoren und Aktuatoren und die Zielfunktion, welche die zu reduzierende physikalische Größe festlegt. AVC-Systeme reduzieren die Vibrationen einer Struktur, dass kann zum einen lokal an den Sensoren passieren, oder bei Verwendung vieler Sensoren auch global auf der gesamten Struktur. ANC-Systeme reduzieren Schalldrücke an Mikrofonen, dieses Prinzip wird z.B. in aktiven Kopfhörern angewendet. ASAC-Systeme hingegen reduzieren direkt die Schallleistung, welche von Strukturen auf Grund ihrer Vibrationen abgestrahlt wird. Aus Sicht eines aktiven Steuerungssystems ist die Systemklasse nicht relevant, vielmehr wird ein Steuerungssystem durch andere Randbedingungen beeinflusst, wie z.B. durch einen Laufzeitvorteil, durch ein geeigneten Referenzsensor oder durch ein langes Filter, welches die Impulsantwort gut approximiert.

Ein wichtiger Aspekt bei der Auslegung aktiver Systeme ist die Platzierung von Sensoren und Aktuatoren, da diese maßgeblich die Leistungsfähigkeit eines aktiven Systems bestimmt, mehr noch als der verwendete Aktuator- oder Sensortyp [70]. In bisherigen Untersuchungen in der Wissenschaft werden Aktuator- und Sensorplatzierungen durch Parameter der Struktur bestimmt, z.B. durch Steuerbarkeits- oder Beobachtbarkeitskriterien oder aber durch idealisierte Steuerungssysteme, welche die oben genannten Parameter vernachlässigen. Die Aktuator- oder Sensorplatzierung selbst aber beeinflusst die Laufzeiten eines aktiven Steuerungssystems, sowie auch die abzubildende Impulsantwort (Filterlänge). Für die Leistungsfähigkeit eines Steuerungssystem kann jeder



Laufzeitschritt und eine größere Filterlänge entscheidend sein. Haben diese Zusammenhänge wiederum eine Rückwirkung auf eine Aktuator- und Sensorplatzierung? Entwurfsmethoden zur Auslegung aktiver Steuerungssysteme nach dem Stand des Wissens sind zu sehr durch strukturelle Größen oder vereinfachende Annahmen (z.B. Vernachlässigung der Messtechnik, akausale Steuerungsberechnung) gekennzeichnet. Im Rahmen dieser Dissertation soll ein Verständnis dafür geschaffen werden, welche Annahmen im Bereich von Steuerungssystemen gerechtfertigt sind und welche durch präzisere Modelle ersetzt werden müssen.

## 1.2 Aktives Lärmreduktionssystem als Motivationsbeispiel

Die Motivation zu dieser Arbeit entstand durch die kritische Auseinandersetzung mit aktiven Vibrations- und Lärmreduktionssystemen, welche am Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt (DLR) simuliert und experimentell vermessen werden.

Zur Simulation und Optimierung dünnwandiger aktiver Strukturen ist am DLR die sogenannte „ASAC-Prozesskette“ entwickelt worden, welche eine genetische Optimierung mit einem Steuerungsgesetz verknüpft, um optimale Aktuatorplatzierungen und eine Vorhersage zur Vibrations- und Schallreduktion zu ermitteln.

Eine allgemeine Beschreibung einer solchen Prozesskette ist aus den Literaturstellen [24], [120], [119], [95] und [58] in Abbildung 1.2 abgeleitet. Durch den Aufbau eines

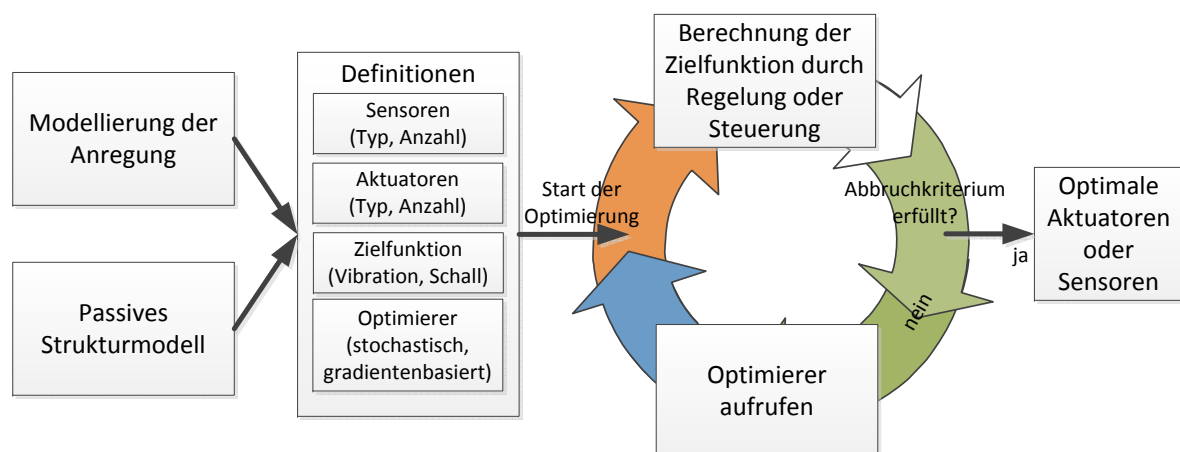


Abbildung 1.2: Allgemeines Schema zur Simulation und Auslegung aktiver Systeme

Strukturmodells (m.H. eines modalen Modells [58] oder analytischen Modells [24]) und einer Anregung (Punktkraftanregung oder akustische Anregung [58]), werden

mit Hilfe eines Optimierers (Nichtlineare Optimierung [24], genetische Optimierung [119]) Aktuatorpositionen so optimiert, dass sie mit einem gewählten Steuerungs- [95] oder Regelungsgesetz [121] eine Zielfunktion (Vibrationsreduktion, Schallreduktion) bestmöglich erfüllen können.

Mit Hilfe einer Steuerung ist am DLR, im Rahmen des Projektes InMAR [1], für ein aktives System mit der ASAC-Prozesskette die Aktuatorplatzierung ausgelegt und die Störgrößenreduktion simuliert worden. Anschließend sind die Aktuatorplatzierung experimentell überprüft und die Störgrößenreduktion des aktiven Systems vermessen worden. Die Untersuchungen werden an einer LKW-Ölwanne aus carbonfaser-verstärktem Kunststoff (CFK) durchgeführt, wobei die Auslegung und Simulation in [56] und die dazu gehörigen experimentellen Untersuchungen in [57] veröffentlicht sind.

Eine besondere Herausforderung der Auslegung ist die breitbandige, band-begrenzte und stochastische Anregung im Frequenzbereich von 0 Hz bis 500 Hz, die hier sowohl in der Simulation, als auch im Experiment verwendet wird. Die vorhergesagte Schallleistungsreduktion aus der Simulation [56] ist auf der linken Seite und die gemessene Schallleistungsreduktion im Experiment [57] ist auf der rechten Seite von Abbildung 1.3 dargestellt. Die absoluten Werte der Simulationsergebnisse sind aus Gründen der Geheimhaltung in der Publikation [56] nicht angegeben. Wie in Abbildung 1.3a dar-

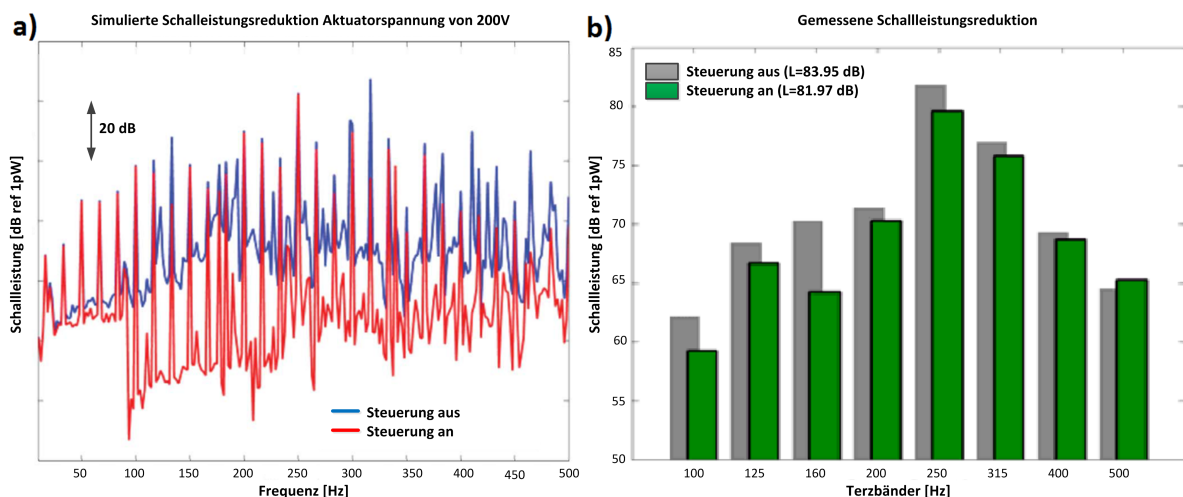


Abbildung 1.3: Schallleistung der Ölwanne in der Simulation und im Experiment

a) Simulierte schmalbandige Schallleistungsreduktion [56]

b) Gemessene Schallleistungsreduktion in Terzbändern [57]

gestellt, wird eine breitbandige Schallleistungsreduktion von mindestens 20 dB mit Ausnahme einiger Strukturresonanzen im Frequenzbereich von 100 bis 500 Hz simu-

liert. Im Gegensatz zu den Vorhersagen aus der Simulation wird bei der Messung eine sehr viel geringere Schallleistungsreduktion ermittelt, als durch die Simulation vorhergesagt ist. Insbesondere im Frequenzbereich von 300 Hz bis 500 Hz wird fast gar keine Schallleistungsreduktion gemessen, jedoch eine breitbandige Schallleistungsreduktion von mindestens 10 dB durch die Simulation vorhergesagt. Ein Vergleich dieser Schallleistungsreduktionen zeigt, dass die Simulation des aktiven Systems die gemessenen Reduktionen deutlich überschätzt.

Es stellen sich viele Fragen, zu deren Beantwortung die vorliegende Dissertation beitragen soll: Warum kommt es zu so hohen Ungenauigkeiten in der Simulation? Welche Randbedingungen gilt es im Systementwurf zu berücksichtigen, um leistungsfähige Steuerungssysteme mit höherer als der gezeigten Genauigkeit vorherzusagen? Sind die getroffenen Annahmen der Simulation (idealisierte Steuerungsberechnung) rückwirkungsfrei, d.h. haben sie keinerlei Einfluss, auf die Platzierung der Aktuatorik?

### 1.3 Struktur der Arbeit

Das Ziel dieser Arbeit ist die Aktuator- und Sensorplatzierung eines aktiven Steuerungssystems dahingehend zu erweitern, dass alle Randbedingungen einer technisch realisierbaren Steuerung Beachtung finden. Das bedeutet nicht nur die Berücksichtigung der Struktur, sondern auch die Randbedingungen (wie. z.B. Signalverarbeitungstechnik und Laufzeitaspekte) des einzusetzenden Steuerungssystems in einer Auslegung zu berücksichtigen. Die dafür eingesetzte aktive Gesamtsystemmodellierung wird in Kapitel 5 ausführlich beschrieben.

Die Arbeit ist in Abbildung 1.4 dafür anschaulich strukturiert worden, um einen Überblick über die bearbeiteten Themengebiete zu geben. Nachdem im vorherigen Ab-

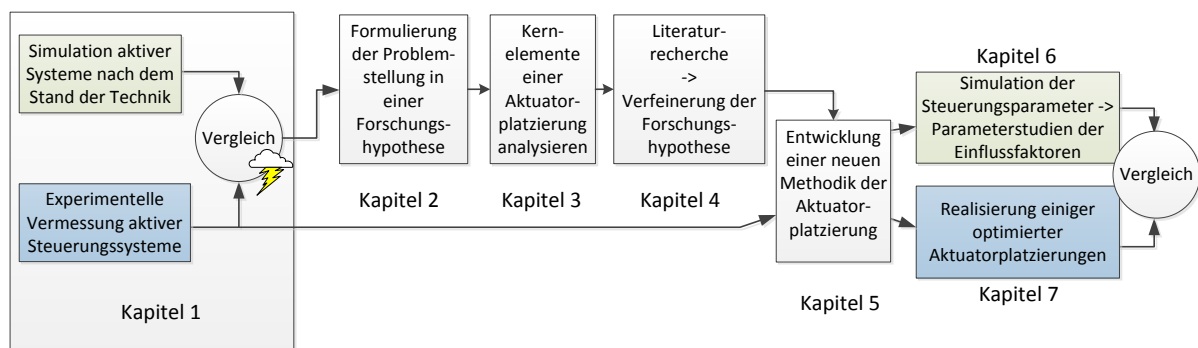


Abbildung 1.4: Struktur der Arbeit

schnitt die Fragestellung nach den Abweichungen zwischen Simulation und Experiment aufgeworfen wurde, wird im zweiten Kapitel dieser Arbeit die Gesamtsystemmodellierung als Antwort auf die Fragestellungen vorgestellt. Erste Vermutungen nach den Ursachen der diskutierten Abweichungen werden als Unterhypothesen formuliert. Das dritte Kapitel beschreibt die für eine Aktuatorplatzierung wichtigen Kernelemente, die zum Verständnis dieser Arbeit von großer Bedeutung sind. Dabei werden Zielgrößen definiert, welche aktive Systeme reduzieren können und welche dieser Zielgrößen die vorliegende Arbeit adressiert. Weiterhin werden die beiden Kernelemente einer Aktuatorplatzierung, das Optimierungsverfahren und die Berechnung der Zielfunktion vorgestellt. In dieser Arbeit wird die genetische Optimierung verwendet und an dieser Stelle die verwendeten Algorithmen dargestellt. Des Weiteren werden Berechnungsmethodiken zur Evaluation der Zielfunktion einer Aktuatorplatzierung vorgestellt und auf deren Unterschiede eingegangen, um die später diskutierten Effekte zu verstehen. Anschließend soll im vierten Kapitel die vorhandene Literatur zum Thema Auslegung aktiver Systeme vorgestellt werden. Die Literatur wird dabei auf die wesentlichen Elemente aktiver Systeme durchsucht, d.h. Steuerungen und Regelungen, Optimierungsverfahren und Auslegungsmethodiken aktiver Systeme werden hinsichtlich der genannten Fragestellungen untersucht. Mit Hilfe der Literaturrecherche können die Forschungshypothesen dieser Arbeit verfeinert werden, indem weitere Einflussfaktoren von Steuerungen aufgenommen werden.

Nachdem in den vorangegangenen Kapiteln die Problemstellung und die Kernelemente der Aktuatorplatzierung beschrieben wurden, wird in Kapitel 5 die Methodik der Gesamtsystemmodellierung vorgestellt. Die Gesamtsystemmodellierung erweitert dabei die bekannte Aktuatorplatzierung, um die relevanten Einflussfaktoren einer Steuerung. Zusätzlich werden die Analysemethoden dieser Arbeit beschrieben und das Simulationsmodell, sowie die experimentelle Versuchsumgebung vorgestellt.

In Kapitel 6 werden umfangreiche Parameterstudien an Steuerungssystemen durchgeführt, sowohl für eine feste Sensor- und Aktuatorplatzierung als auch im Rahmen einer Aktuatorplatzierungsoptimierung. Die Analyse der festen Sensor- und Aktuatorplatzierung dient dabei der Analyse der Steuerungsparameter selbst und zeigt die Wirkung der einzelnen Parameter auf die erreichbare Störgrößenreduktion. Innerhalb der Aktuatorplatzierung sollen die Parameterstudien den Einfluss der Parameter auf eine optimierte Aktuatorplatzierung zeigen.

Die experimentelle Überprüfung der Simulationsergebnisse wird in Kapitel 7 an einigen ausgewählten Aktuatorplatzierungen durchgeführt. Die Realisierung verschiedener Platzierungen erlaubt sowohl die Überprüfung der Vorhersage der Simulation, als

---

auch den Nachweis, dass die mit der Gesamtsystemmodellierung platzierten Aktuatoren einen Mehrwert gegenüber dem Stand des Wissens haben.

Die Arbeit endet mit einer Zusammenfassung der erzielten Erkenntnisse und gibt einen Ausblick auf die offenen Fragestellungen, wie z.B. der Einfluss globaler Steuerungsziel-funktionen oder die Robustheit der Aktuatorplatzierungsoptimierung.



## Kapitel 2

# Ziele und Hypothesen der Arbeit

Die vorliegende Dissertation basiert auf folgender Fragestellung: Welche Einflussfaktoren werden in der Simulation aktiver Steuerungssysteme vernachlässigt, die im Experiment limitierend auf die Leistungsfähigkeit wirken? Werden durch die in den Simulationen getroffenen Annahmen Rückwirkungen dieser auf das aktive System und der Aktuator- bzw. Sensorplatzierung vernachlässigt?

Um diesen Fragestellungen in einem ersten Schritt gerecht zu werden, bietet sich eine simple Gegenüberstellung der verwendeten Algorithmen in der Simulation und im Experiment an. Die Simulation basiert dabei auf der am DLR verwendeten Prozesskette (die dem Stand des Wissens entspricht vgl. Kapitel 4.2.2) und die experimentelle Umsetzung eines Steuerungssystems ist nach dem Stand der Technik ausgeführt [31]. Die Wahl eines Steuerungssystems gegenüber eines Regelungssystems<sup>1</sup> ist durch dessen Laufzeitvorteil begründet, da durch geeignete Messung eines Referenzsignals hier deutlich Vorteile in der Störgrößenreduktion durch eine Steuerung generiert werden können [86].

Übergeordnetes Ziel des aktiven Systems ist die Reduktion einer Störgröße, welche je nach verwendetem System (ANC: Schalldruck; AVC: Vibration an Sensoren; ASAC: Schallleistungsreduktion) variieren kann. In Abbildung 2.1 werden die verwendeten Algorithmen und Annahmen zur Erfüllung dieses Ziels gegenübergestellt.

Zunächst ist die Annahme von globalen Störinformationen in der Simulation nicht in einem Experiment realisierbar. Beschränkungen durch Kosten und Rechenkapazitäten verhindern eine globale Störinformation durch feine Sensornetze. In der Regel werden wenige lokale Störinformationen mit wenigen Sensoren gemessen und in der digitalen Signalverarbeitungseinheit prozessiert. Dass ein lokales Steuerungssystem Rückwir-

---

<sup>1</sup>Ein detaillierter Vergleich zwischen Steuerung und Regelung wird in Abschnitt 4.1 erarbeitet.

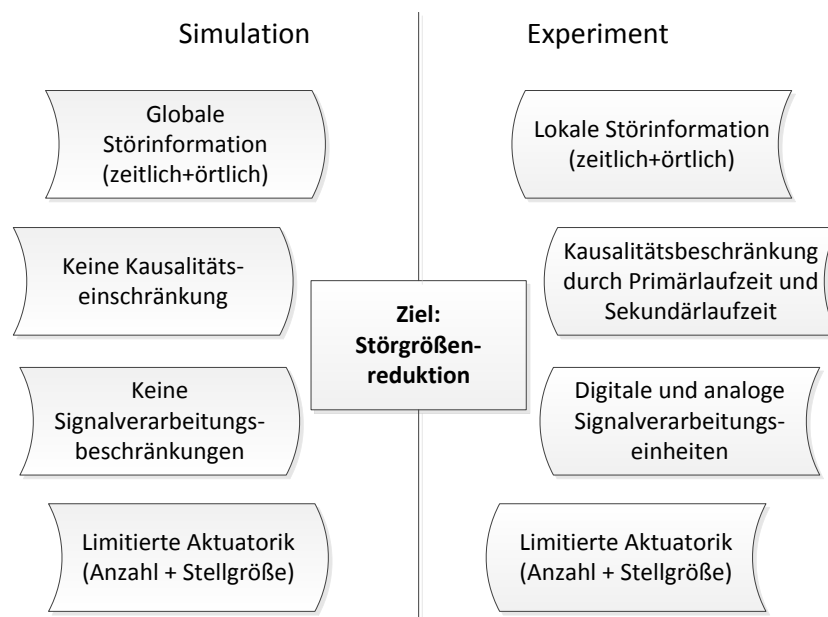


Abbildung 2.1: Simulative und experimentelle Randbedingungen zur Störgrößenreduktion

kungen auf eine globale Metrik, wie z.B. die Schallleistungsreduktion haben kann, ist bereits publiziert (siehe Abschnitt 4.5). Inwiefern können diese Effekte die Diskrepanzen zwischen Simulation und Experiment erklären?

Ein weiterer Einflussfaktor, der zwischen Simulation und Experiment auffällt, ist die Vernachlässigung der Kausalität. Für breitbandige, stochastische Anregungen ist diese Annahme in Frage zu stellen, da die Auswirkungen der Kausalitätsbedingung<sup>2</sup> gravierend sein können, wie später in der Analyse des Standes der Wissenschaft gezeigt wird. Ohne die genaue Definition der Kausalitätsbedingung zu kennen, lässt sich diese Einschränkung leicht mit Hilfe der Abbildung 2.2 erklären. Eine Auslöschung eines breitbandigen, stochastischen Signals ist nur möglich, wenn das Störsignal exakt zum gleichen Zeitschritt genau  $180^\circ$  phasenverschoben überlagert wird. Bereits eine Verschiebung um einen Zeitschritt führt zu keiner Auslöschung mehr, wie Abbildung 2.2b verdeutlicht, sondern zu einer Erhöhung des resultierenden Signals. Im Kontext einer Steuerung bedeutet das, dass das Störsignal bereits vorab gemessen werden muss um Laufzeiten der Signalverarbeitungselemente ausgleichen zu können und das interferierende Signal zeitgleich zur Störung generieren zu können.

Bezugnehmend auf Abbildung 2.1 kann festgestellt werden, dass die Ergebnisse im Experiment (und somit in jeder technischen Realisierung) immer dem Einfluss der

<sup>2</sup>Eine Definition der Kausalitätsbedingung ist im Abschnitt 3.3.2 gegeben.



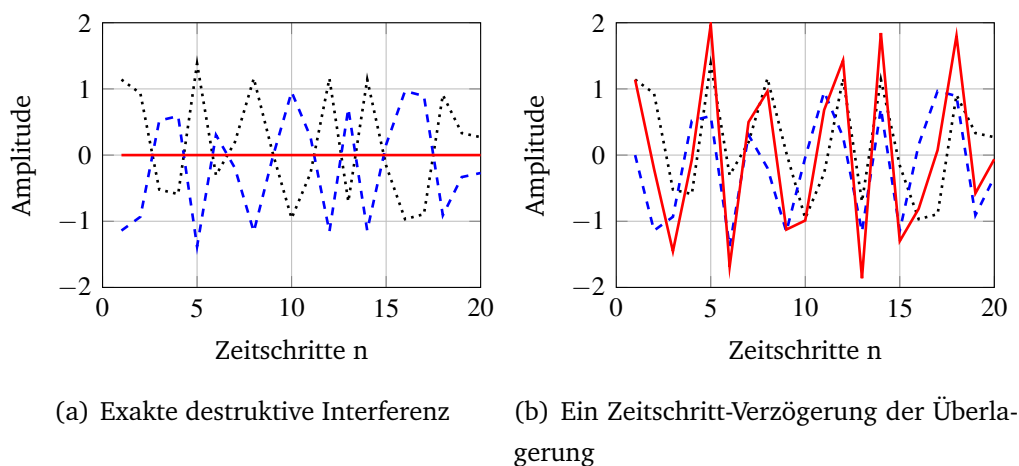


Abbildung 2.2: Interferenz stochastischer Signale; Störsignal (schwarz gepunktet), interferierendes Signal (blau gestrichelt) und resultierendes Signal (rot)

Kausalitätsbedingung unterliegen. Auf der Seite der Simulation wird bei der Optimierung von Aktuator- oder Sensorpositionen die Kausalitätsbedingung jedoch nahezu ausnahmslos vernachlässigt. Dies kann eine Ursache für die im Abschnitt 1.2 diskutierten Überschätzungen auf Seite der Simulation sein.

Da die Kausalitätsbedingung in der Simulation bisher unberücksichtigt blieb, wird auch die digitale und analoge Signalverarbeitung (Verstärker, Filter, DSP) anscheinend als nicht relevant eingestuft (siehe Abschnitt 4.3). Da diese Elemente durch ihre Übertragungsfunktion aber ebenfalls einen Einfluss auf die Kausalitätsbedingung haben, indem sie die Laufzeit des aktiven Gesamtsystems verändern, können auch sie Ursache der Abweichungen zwischen Simulation und Experiment sein.

Im Bereich der Aktuatorik sind die relevanten Limitierungen der Aktuatoranzahl und der Stellgrößenbegrenzung bereits realistisch abgebildet, wie in Abbildung 2.1 dargestellt ist. Die Stellgrößenbegrenzung dient dazu, bei starker Störانregung die Aktuatoren nicht zu übersteuern und in die Sättigung zu treiben.

Aus dieser einfachen Analyse können im Wesentlichen zwei Rückschlüsse gezogen werden. Es gibt zum einen Einflussfaktoren, die die Leistungsfähigkeit einer Steuerung selbst beeinflussen, wie z.B. die Kausalität. Zum anderen gibt es eine Wirkung des Steuerungssystems mit lokalen Störinformationen auf die eventuell global adressierte Metrik der Simulation. Um die Wirkung einer Steuerung mit lokalen Störinformationen auf eine globale Metrik zu verstehen und später zu optimieren, müssen im ersten Schritt die Effekte, die auf eine Steuerung wirken, untersucht werden. Anschließend werden die Rückwirkungen dieser Effekte auf die Aktuatorplatzierung analysiert. Des-

wegen widmet sich diese Dissertation den Einflussfaktoren einer Steuerung und deren Rückwirkung auf eine Aktuator- bzw. Sensorplatzierung.

Dazu wird zunächst untersucht, welche Einflussfaktoren einer Steuerung die Störgrößenreduktion begrenzen, um anschließend die Rückwirkung dieser Parameter innerhalb einer Aktuatoroptimierung zu untersuchen. Dabei soll insbesondere die Vorhersagegenauigkeit einer Systemauslegung verbessert und die Frage beantwortet werden, inwieweit die in der Wissenschaft gesetzten Systemgrenzen bei der Aktuatoroptimierung verschoben werden müssen. Die bisherige Auslegung aktiver Systeme soll zu einer Gesamtsystemmodellierung erweitert werden, die die genannten Parameter in die Systemauslegung integriert und ein aktives System in seiner Gesamtheit betrachtet. Die Definition der Gesamtsystemmodellierung und die notwendigen Schritte dahin, werden im späteren Verlauf der Arbeit verfeinert und konkretisiert.

Die aufgeworfenen Fragen und Ziele führen zur Formulierung der Basishypothese, die durch verschiedene Sub-Hypothesen gestützt wird. Diese sind nachfolgend aufgeführt.

### **Basishypothese:**

Ein vorhersagbares und leistungsfähiges aktives Steuerungssystem muss durch eine Gesamtsystemmodellierung ausgelegt werden.

Wie im vorherigen Beispiel gezeigt, ist die Simulation aktiver Systeme noch nicht an die Randbedingungen experimenteller Steuerungssysteme angepasst. Aktive Systeme müssen jedoch als Gesamtheit betrachtet werden, was beinhaltet, dass die Struktur, das Steuerungssystem und die Signalverarbeitungselemente in die Auslegung integriert werden müssen. Dazu ist eine realistische Berechnung der Störgrößenreduktion innerhalb der Simulation nötig, um eine Aktuatorplatzierung korrekt bewerten zu können. Dazu wird die folgende Hypothese formuliert:

**Hypothese 1:** Eine korrekte Berechnung der Störgrößenreduktion durch eine Steuerung ist nur möglich, wenn die Kausalitätsbedingung und deren beeinflussende Signalverarbeitung berücksichtigt wird.

Durch die Berücksichtigung der Steuerungsrandbedingungen ist die erreichbare Störgrößenreduktion limitiert. Aktuatorplatzierungsmethoden nach dem Stand der Technik vernachlässigen diese Randbedingungen, was zu der Annahme in Hypothese 2 führt, dass sich die Aktuatorplatzierungen der Gesamtsystemmodellierung von denen des Standes der Technik unterscheiden.

**Hypothese 2:** Durch die Gesamtsystemmodellierung werden neue, den Steuerungsrandbedingungen angepasste Aktuatorpositionen ermittelt.

Die Integration der Steuerungsrandbedingungen führt zu einer realistischen Berechnung der Störgrößenreduktion, was zu einer besseren Vorhersage des experimentellen Verhaltens führen sollte. Diese Aussage wird durch die Hypothese 3 festgehalten.

**Hypothese 3:** Durch die Gesamtsystemmodellierung ist die vorhergesagte Störgrößenreduktion der Simulation präziser.



## Kapitel 3

# Kernelemente der Aktuator- bzw. Sensorplatzierungsoptimierung

In diesem Kapitel sollen die für die Arbeit wichtigen Kernelemente einer Sensor- und Aktuatorplatzierungsoptimierung erläutert werden. In Anlehnung an Abbildung 1.2, welche eine allgemeine Beschreibung einer Prozesskette beinhaltet, sind für die Beantwortung der Forschungshypothese die folgenden Elemente entscheidend:

- Zielfunktion
- Filterimplementierung
- Methode zur Berechnung der Zielfunktion
- Optimierungsmethode
- Anregung
- Passives Strukturmodell

Über die Definition der Zielfunktion wird festgelegt, welche Systemart adressiert wird, eine Reduktion von Vibrationen oder der Schallleistung. Die Art der Zielfunktion und die damit verbundene Wahl der zu reduzierenden Störgröße wird im ersten Abschnitt dieses Kapitels konkretisiert.

Im Rahmen dieser Arbeit werden digitale Filter entworfen, genauer gesagt Finite Impulse Response Filter. Deswegen wird an dieser Stelle kurz auf die Realisierung dieses Filters eingegangen und auf die wichtigen Begriffe, wie Filterlänge und Filtergewichte. Zur Berechnung der Zielfunktion gibt es mehrere Verfahren, welche hier kurz erläutert werden sollen. In dieser Arbeit wird eine kausale Steuerungsberechnung in die

Aktuatorplatzierung eingeführt [31], welche die bereits diskutierten Einflussfaktoren (Kausalität und Laufzeit, Filterlänge) einer Steuerung in die Systemauslegung integriert.

Ebenfalls wichtiger Bestandteil einer Systemauslegung ist die Optimierungsmethode. In diesem Bereich hat sich auf Grund ihrer einfachen Implementierung in der Literatur die genetische Optimierung etabliert [98], [26]. Sie ermöglicht auch die Optimierung von Systemen bei komplexen, nicht differenzierbaren Zielfunktionen. In diesem Kapitel wird auf eine allgemeine Beschreibung der genetischen Optimierung verzichtet, sondern nur konkret, die in dieser Arbeit verwendeten genetischen Algorithmen und Implementierungen beschrieben. Die beiden letztgenannten Punkte (Anregung, passives Strukturmodell) werden in diesem Kapitel nicht adressiert, da sie im späteren Verlauf der Arbeit konkret aufgegriffen werden.

Neben den Kernelementen der Sensor- und Aktuatoroptimierung ist in der wissenschaftlichen Literatur die Steuerbarkeit und Beobachtbarkeit von strukturdynamischen Systemen eine vielfach verwendete Metrik [46] zur Platzierung von Aktuatoren. Deswegen soll ein Verfahren zur Ermittlung der Steuer- und Beobachtbarkeit zum Abschluss dieses Kapitels kurz vorgestellt werden, welches in dieser Arbeit zur Analyse der Aktuatorplatzierungen herangezogen wird.

### **3.1 Aktive Vibrationskontrolle und aktive Struktur-Akustik Regelung**

Im Bereich der wissenschaftlichen Literatur der aktiven Lärm- und Vibrationskontrolle ist die Definition der aktiven Vibrationskontrolle (im Englischen: Active Vibration Control (AVC)) und der aktiven Struktur-Akustik Regelung (im Englischen: Active Structural Acoustic Control (ASAC)) in verschiedenen Arten gegeben. Um im Rahmen dieser Arbeit ein einheitliches Verständnis zu schaffen, soll der Unterschied der beiden Verfahren, definiert werden.

Unter einer aktiven Vibrationskontrolle mit einer Steuerung wird in dieser Arbeit folgendes System angenommen<sup>1</sup>:

- die Referenzsensoren sind Struktur- oder Schallsensoren, wie z.B. Beschleunigungssensoren oder Mikrofone

---

<sup>1</sup>In dieser Arbeit wird auf eine Beschreibung der Funktion der Sensor- und Aktuatortypen verzichtet. Eine Beschreibung von Sensoren und Aktuatoren in Prinzip und Funktion kann in den Literaturstellen [11], [34, Seite 548ff] und [62] nachgelesen werden.

- alle Fehlersensoren sind strukturelle Sensoren, wie z.B. Beschleunigungssensoren oder Dehnungssensoren (z.B. Polyvinylfluoridsensoren (PVDF-Sensoren)) und keine Schallsensoren, wie z.B. Mikrofone
- alle Aktuatoren sind strukturelle Aktuatoren, wie z.B. Piezopatchaktuatoren oder Inertialkraftherreger und keine Schallaktuatoren, wie z.B. Lautsprecher
- das Gütefunktional, welches die Steuerung reduzieren soll, ist die Minimierung der Fehlersensorsignale mit evtl. Integration oder Differentiation. Eine Verschaltung der Fehlersignale ist ebenfalls möglich, solange diese trotzdem eine Vibration adressiert (z.B. Modalfilter).

Nach der Definition eines AVC-Systems ist die Erweiterung, welches ein AVC-System zu einem ASAC-System macht, lediglich die Veränderung des Zielfunktional, welches nun wie folgt angenommen wird:

- das Gütefunktional, welches die Steuerung reduzieren soll, ist die Minimierung der abgestrahlten Schallleistung, welche durch Nachverarbeitung der strukturellen Sensorik mittels Matrizenmultiplikation (Schallstrahlungsmoden [32]) erreicht wird.

Diese Definitionen sind strikter formuliert, als z.B. in der Veröffentlichung von Palumbo et al. [100] in der ein ASAC-System aus Inertialaktuatoren und Mikrofonen besteht. In dieser Arbeit werden aktive Vibrationskontrollsysteme ausgelegt, welche die Vibrationen an strukturellen Sensorpositionen reduzieren.

## 3.2 Filterimplementierung

Im Rahmen dieser Arbeit werden digitale Filter berechnet, um aktive Steuerungssysteme zu realisieren. Aus diesem Grund soll die Umsetzung eines digitalen Filters an dieser Stelle kurz beschrieben werden. Die Ausführungen beruhen auf dem Fachbuch von Elliott [31], weshalb auf eine erneute Referenzierung innerhalb dieses Abschnitts verzichtet wird.

Ein digitales Filter kann zum einen als Finite Impulse Response (FIR) Filter oder als Infinite Impulse Response (IIR) Filter realisiert werden. Im Rahmen dieser Arbeit werden ausschließlich FIR-Filter verwendet, auf Grund der prinzipbedingten Stabilität und der einfachen Implementierung. Auch in der bestehenden Literatur ist das FIR-Filter das am meisten verwendete Filter.

Für ein lineares, kausales Filter kann der Ausgang  $u(n)$  (Ansteuersignal der Sekundärstrecke) durch Superposition aller vergangenen Zeitschritte des Eingangs  $x(n)$  mit dem Filter  $w$  berechnet werden.

$$u(n) = \sum_{i=0}^{\infty} w_i x(n-i) \quad (3.1)$$

Gleichung 3.1 beschreibt damit die diskrete Faltung der Zeitreihe  $x(n)$  mit dem Filter  $w$ . Zur technischen Realisierung von Gleichung 3.1 muss die Berechnung des Filters in endlicher Zeit erfolgen und somit die Länge des digitalen Filters  $N$  begrenzt werden.

$$u(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x(n-i) \quad (3.2)$$

Somit wird  $N$  als Filterlänge bezeichnet und  $w_i$  als Filterkoeffizient oder Filtergewicht. Eine Visualisierung eines FIR-Filters durch eine verzögerte Zeitreihe ist in Abbildung 3.1 dargestellt. Durch Aufnahme der Zeitreihe  $x(n)$  und deren vorangegangener Zeit-

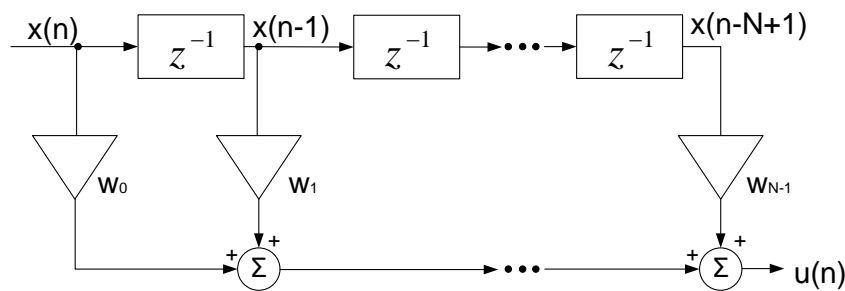


Abbildung 3.1: Implementierung eines FIR-Filters

schritte  $x(n-1)$  usw. kann der Output  $u(n)$  sehr einfach berechnet werden. Dabei stellt  $z^{-1}$  eine Ein-Schritt-Verzögerung (im Englischen: Unit-Sample-Delay) dar. Durch die Realisierung des FIR-Filters ausschließlich durch einen Zähler, d.h. nur durch Nullstellen, ist das FIR-Filter prinzipbedingt stabil, was einen großen Vorteil in der Signalverarbeitung darstellt.

### 3.3 Methode zur Berechnung der Zielfunktion

In diesem Abschnitt soll die Berechnung der Zielfunktion eines aktiven Steuerungssystems theoretisch beschrieben und die für die Berechnung des Optimalfilters nötigen Strecken und Signale definiert werden. Um in dieser Dissertation ein einheitliches Verständnis der Signale und Übertragungsfunktionen zu erzeugen, wird die in der



Literatur gebräuchliche Darstellung im ersten Abschnitt gegeben. Anschließend wird die für eine Steuerung geltende Kausalitätsbedingung beschrieben und erläutert. Zum Abschluss wird die mathematische Implementierung einer nicht-kausalen und einer kausalen Steuerung beschrieben, um die wesentlichen Unterschiede der Implementierungen aufzuzeigen.

### 3.3.1 Streckendefinition aktiver Systeme

Wie in vielen technischen Fachgebieten, haben sich auch für die Thematik der Steuerungstechnik (im Englischen: Feedforward Control) gewisse Fachbegriffe für Übertragungswege und Signale etabliert. Um im Rahmen dieser Arbeit ein gemeinsames Verständnis zu schaffen, sollen diese hier kurz erläutert werden, dabei werden die Standardwerke [76] und [31] als Grundlage verwendet.

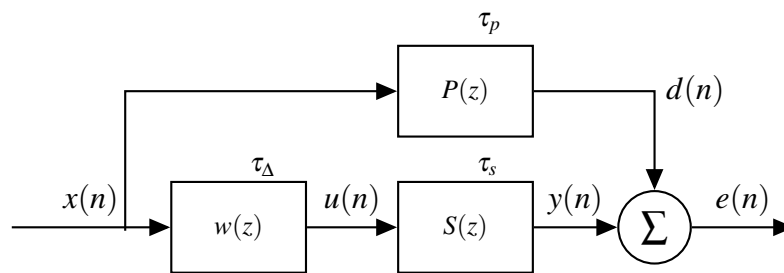


Abbildung 3.2: Blockschaltbild einer Steuerung

Die meisten Fachbegriffe können an Hand des Blockschaltbildes in Abbildung 3.2 für ein SISO-System erläutert werden. Das Referenzsignal  $x(n)$  wird durch ein digitales Filter  $w(z)$  zum Ansteuersignal  $u(n)$  transformiert. Das Ansteuersignal wird auf die Sekundärstrecke  $S(z)$  (im Englischen: Secondary path) aufgeschaltet, woraus das Sekundärsignal  $y(n)$  entsteht. Die Überlagerung aus Sekundärsignal  $y(n)$  und Störsignal  $d(n)$  ergibt das Fehlersignal  $e(n)$ . Den Zusammenhang zwischen Störsignal  $d(n)$  und Referenzsignal  $x(n)$  beschreibt der Primärpfad (im Englischen: Primary path). Die in der Primär- und Sekundärstrecke modellierten Übertragungsfunktionen können dabei je nach technischem System variieren (z.B. Fluidodynamik in ANC-Systemen oder Strukturdynamik in AVC-Systemen), das grundlegende Steuerungsschema bleibt das Gleiche.

Im Falle eines MIMO-Systems werden die Skalare zu Vektoren, wobei in dieser Arbeit  $K$  für die Anzahl der Referenzsignale,  $M$  für die Anzahl der Ansteuersignale und  $J$  für die

Anzahl der Fehlersignale, konform zu [31], angegeben wird. Die Länge des FIR-Filters zur Repräsentation des optimalen digitalen Filters wird mit  $L$  angegeben.

### 3.3.2 Kausalität und Laufzeit

Der Begriff Kausalität bzw. kausal wird in vielen mathematischen und technischen Problemstellungen verwendet, deswegen muss die Bedeutung für den Themenbereich dieser Arbeit definiert und erläutert werden.

Kausalität für Steuerungen ist immer in Zusammenhang mit der Art der Anregung zu erläutern. Sie ist von besonderem Interesse, wenn eine Steuerung breitbandige, stochastische Störungen reduzieren soll. Zunächst sei jedoch die Kausalitätsbedingung der Laufzeiten<sup>2</sup> aus [76] für ANC-Steuerungssysteme gegeben:

$$\tau_p \geq \tau_s + \tau_\Delta. \quad (3.3)$$

Mit Hilfe dieser Gleichung wird für ein kausales System gefordert, dass die Primärlaufzeit  $\tau_p$  mindestens genauso groß sein muss wie die Summe aus Sekundärlaufzeit  $\tau_s$  und Signalverarbeitungslaufzeit  $\tau_\Delta$ , welche in Abbildung 3.2 ebenfalls dargestellt sind. In Abbildung 3.3 sind die verschiedenen Laufzeiten noch einmal am Beispiel einer SISO-Steuerungssysteme auf einer Platte schematisch dargestellt.

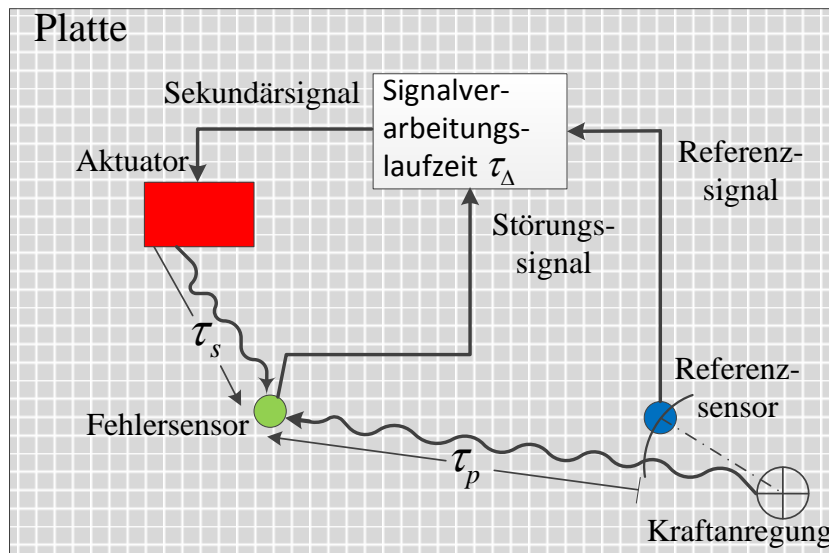


Abbildung 3.3: Laufzeiten am Beispiel einer Platte

<sup>2</sup>Die Kausalitätsbedingung der Laufzeiten kann neben der Kohärenz, welche einen kausalen Zusammenhang zwischen Referenz- und Störsignal fordert, ein sehr limitierender Einflussfaktor einer Steuerung sein.

Die Primärlaufzeit  $\tau_p$  ist die Laufzeit, welche die Störung benötigt, um sich bis zum Fehlersensor auszubreiten, nachdem sie vom Referenzsensor gemessen wurde. Die Sekundärlaufzeit beschreibt, wie lange die vom Aktuator induzierte Strukturwelle benötigt, um sich bis zum Fehlersensor auszubreiten. Zu den strukturellen Laufzeiten kommen die Laufzeiten der Messtechnik, um ein digitales Steuerungssystem zu implementieren. Ein digitales Steuerungssystem besteht neben der Primär- und Sekundärstrecke zusätzlich noch aus Anti-Aliasing-Filtern, Rekonstruktionsfiltern und der digitalen Signalverarbeitungseinheit selbst [92, Seite 194f]. Die Summe der Laufzeiten der Filter und der Signalverarbeitungslaufzeit wird hier mit  $\tau_\Delta$  bezeichnet.

Im Falle eines AVC bzw. ASAC Systems, bei denen Strukturwellen beeinflusst werden, müssen die dispersiven Effekte der Biegewelle (Abhängigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit von der Frequenz) berücksichtigt werden. Deswegen muss auch die Kausalitätsbedingung frequenzabhängig definiert werden.

$$\tau_p(\omega) \geq \tau_s(\omega) + \tau_\Delta(\omega) \quad (3.4)$$

In Gleichung 3.4 muss die Kausalität für jede Frequenzlinie erfüllt sein, um eine breitbandige Reduktion über den gesamten adressierten Frequenzbereich zu erreichen. Da die Biegewellenlaufzeiten mit steigender Frequenz kleiner werden, ist eine vereinfachte Überprüfung der Kausalitätsbedingung nach Gleichung 3.4 möglich, indem die höchste Frequenz (aus Sicht der Regelungsbandbreite) und die Grenzfrequenzen der Tiefpassfilter analysiert werden. Eine ausschließliche Betrachtung der höchsten Frequenz ist aufgrund der Laufzeitüberhöhungen von Tiefpassfiltern in der Nähe der Grenzfrequenz nicht ausreichend, so dass die Laufzeiten im Bereich der Grenzfrequenz ebenfalls überprüft werden müssen (vgl. Abbildung 4.7).

Die Kausalitätsbedingung ist sowohl in Gleichung 3.3 und Gleichung 3.4 lediglich durch Laufzeiten definiert, die im Rahmen dieser Arbeit durch analytische Näherungen oder numerische Berechnungen ermittelt werden. Die Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung ist jedoch nur für breitbandige, stochastische Signale sinnvoll, da hier eine destruktive Interferenz zwischen Störsignal und Sekundärsignal nur bei Einhaltung der Kausalitätsbedingung möglich ist. Dem entgegen wäre sie bei periodischen Signalen per se erfüllt, da sich die Primärlaufzeit um das Vielfache der Periodendauer beliebig erhöhen lassen würde.

### 3.3.3 Lineare quadratische Optimalsteuerung

Die am häufigsten verwendete Methode, die optimalen Stellsignale einer Steuerung zu berechnen, ist die lineare, quadratische Optimalsteuerung (LQOS). Eine detaillierte

Darstellung der Berechnung kann in [31] nachgelesen werden. An dieser Stelle soll nur eine sehr kurze Zusammenfassung gegeben werden, insbesondere um zu zeigen, dass die Berechnung die Kausalitätsbedingung vernachlässigt wird.

Eine Fourier-Transformation des klassischen Steuerungsschaltbildes in Abbildung 3.2 ergibt Abbildung 3.4, wobei unter Berücksichtigung linearer und zeitinvarianter Systeme die Reihenfolge der Sekundärstrecke  $S$  und des optimalen Filters  $w_{opt}$  vertauscht werden kann [31]. Somit kann die Gleichung für die Fehlersignale im Frequenzbereich aufgestellt werden.

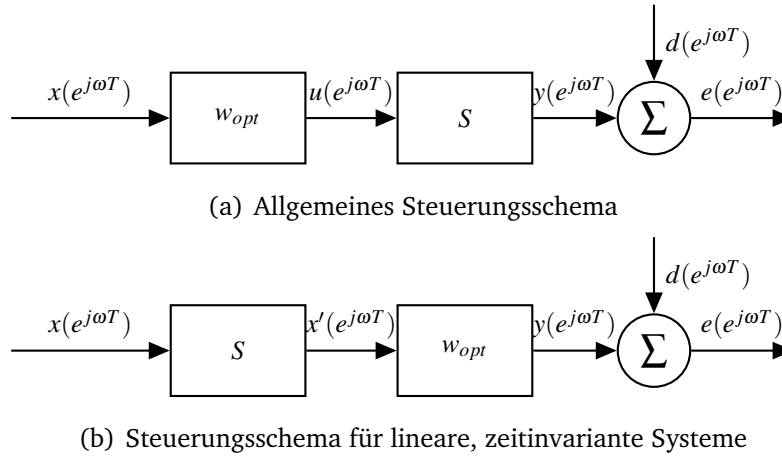


Abbildung 3.4: Blockschaltbild einer Steuerung im Frequenzbereich

$$e(e^{j\omega T}) = d(e^{j\omega T}) + w(e^{j\omega T})x'(e^{j\omega T}) \quad (3.5)$$

Dabei ist mit  $x'$  das mit der Sekundärstrecke gefilterte Referenzsignal bezeichnet. Wie aus Gleichung 3.5 ersichtlich, wird das resultierende Fehlersignal für jede Frequenz individuell ermittelt. Als Zielfunktion wird nun der Erwartungswert  $E[\cdot]$  des Fehlersignals gebildet, was dem Autoleistungsdichtespektrum entspricht. Dabei ist  $e^*$  die komplex konjugierte Form von  $e$ .

$$P_{ee}(e^{j\omega T}) = E[e^*(e^{j\omega T})e(e^{j\omega T})]. \quad (3.6)$$

Durch Einsetzen von Gleichung 3.5 in die Zielfunktion 3.6 ergibt sich

$$\begin{aligned} P_{ee}(e^{j\omega T}) = & w^*(e^{j\omega T})P_{x'x'}(e^{j\omega T})w(e^{j\omega T}) + w^*(e^{j\omega T})P_{x'd}(e^{j\omega T}) + P_{x'd}^*(e^{j\omega T})w(e^{j\omega T}) \\ & + P_{dd}(e^{j\omega T}), \end{aligned} \quad (3.7)$$

wobei  $P_{xy}(e^{j\omega T})$  die jeweiligen Auto- bzw. Kreuzleistungsdichtespektren der Signale  $x$  und  $y$  bezeichnet, die ebenfalls über den Erwartungswert nach Vorbild von Gleichung

3.6 berechnet werden. Gleichung 3.7 ist in der Hermiteschen Standardform gegeben [31], womit das optimale Filter für jede Frequenzlinie durch

$$w_{opt}(e^{j\omega T}) = -\frac{P_{x'd}(e^{j\omega T})}{P_{x'x'}(e^{j\omega T})} \quad (3.8)$$

berechnet werden kann. Durch Berücksichtigung des Sekundärpfades  $S(e^{j\omega T})$  kann die Gleichung für das Optimalfilter nur in Abhängigkeit des Referenzsignals  $x(e^{j\omega T})$ , des Störsignals  $d(e^{j\omega T})$  und des Sekundärpfades formuliert werden:

$$w_{opt}(e^{j\omega T}) = -\frac{P_{xd}(e^{j\omega T})}{S(e^{j\omega T})P_{xx}(e^{j\omega T})}. \quad (3.9)$$

Das Optimalfilter im Frequenzbereich bildet für jede Frequenzlinie die größtmögliche Reduktion des Störsignals ab. Dabei wird jedoch durch die Bildung der Leistungsdichtespektren und die frequenzlinienweise Berechnung die Kausalitätsbedingung vernachlässigt, so dass auch Filter mit positivem Phasenanstieg berechnet werden können, welche physikalisch nicht realisierbar sind [31]. In der Literatur wird dieses Filter als oberste Abschätzung der erreichbaren Leistungsfähigkeit angegeben und ist im Stand der Technik die verbreitetste Art der Leistungsbestimmung einer Steuerung.

### 3.3.4 Kausale Optimalsteuerung

Die Darstellung des LQOS hat gezeigt, dass bei der Berechnung des optimalen Filters im Frequenzbereich die Kausalitätsbedingung vernachlässigt wird. Deswegen wird für die hier verwendete Implementierung auf ein Zeitbereichsverfahren zurückgegriffen. Bei der kausalen Optimalsteuerung wird die Kausalitätsbedingung inhärent bei der Berechnung der Autokorrelationsmatrix und des Kreuzkorrelationsvektors berücksichtigt, da für die Berechnung nur der aktuelle Abtastwert  $x(n)$  und vergangene Abtastwerte  $x(n-k)$  verwendet werden, wobei  $k = 0, 1, \dots, N$  ist und  $N$  die Länge des verwendeten FIR- Filters beschreibt. Zur Veranschaulichung der hier verwendeten Theorie [31, Seite 237 - 239] dient Abbildung 3.5a.

Unter der Annahme eines linearen, zeitinvarianten Verhaltens des Filters  $w$  und der Sekundärstrecke  $G$  lässt sich die Reihenfolge dieser Blöcke vertauschen [31, Seiten 124 u. 125], wie in Abbildung 3.5b gezeigt. Diese Annahme erlaubt die Berechnung des Wiener Filters anhand gefilterter Referenzsignale  $\mathbf{x}'(n)$ . Dabei werden alle Referenzsignale  $\mathbf{x}(n)$  durch jeden Sekundärstreckenpfad gefiltert, womit sich eine Anzahl von  $M \bullet K \bullet L$  gefilterten Referenzsignalen ergibt. Die Matrix der gefilterten Referenzsignale

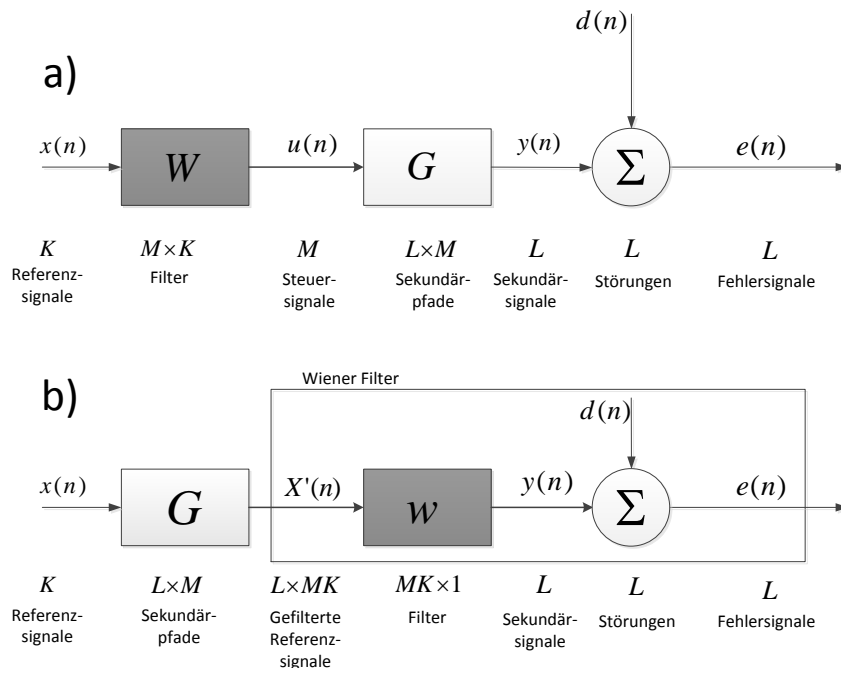


Abbildung 3.5: Blockschaltbild einer Steuerung zur Berechnung des kausalen Wiener Filters

lässt sich wie folgt aufstellen [31, Seite 238]

$$\mathbf{X}'(n) = \begin{pmatrix} \mathbf{x}'_1^T(n) & \mathbf{x}'_1^T(n-1) & \cdots & \mathbf{x}'_1^T(n-I+1) \\ \mathbf{x}'_2^T(n) & \mathbf{x}'_2^T(n-1) & \cdots & \mathbf{x}'_2^T(n-I+1) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{x}'_L^T(n) & \mathbf{x}'_L^T(n-1) & \cdots & \mathbf{x}'_L^T(n-I+1) \end{pmatrix}, \quad (3.10)$$

wobei jeder Matrixeintrag dem Vektor

$$\mathbf{x}'_l(n) = [x'_{l11}(n) \quad x'_{l12}(n) \quad \cdots \quad x'_{l1k}(n) \quad x'_{l21}(n) \quad \cdots \quad x'_{lMK}(n)]^T \quad (3.11)$$

entspricht. Jeder Eintrag des Vektors  $\mathbf{x}'_l(n)$  lässt sich durch Filterung des  $k$ -ten Referenzsignals mit dem  $l \times m$  Sekundärpfad berechnen. Beispielhaft sei hier die Filterung mit einer FIR-Darstellung des Sekundärstreckenpfades der Länge  $I$  gegeben.

$$x'_{lmk}(n) = \sum_{i=0}^{I-1} g_{lmi} x_k(n-i) \quad (3.12)$$

Mit Hilfe der gefilterten Referenzsignale lässt sich die Gleichung für das Fehlersignal  $\mathbf{e}(n)$  nach Abbildung 3.5 aufstellen

$$\mathbf{e}(n) = \mathbf{d}(n) - \mathbf{X}'(n)\mathbf{w}. \quad (3.13)$$

Die quadratische Zielfunktion über die Fehlersignale wird für den Mehrgrößenfall mit

$$\xi(n) = \text{spur} \{ E[\mathbf{e}^T(n)\mathbf{e}(n)] \}, \quad (3.14)$$

angenommen. Durch Einsetzen der Gleichung für die Fehlersignale 3.13 nimmt die Zielfunktion folgende Form an:

$$\xi(n) = \mathbf{w}^T E[\mathbf{X}'^T(n)\mathbf{X}'(n)]\mathbf{w} + 2\mathbf{w}^T E[\mathbf{X}'^T(n)\mathbf{d}(n)] + E[\mathbf{d}^T(n)\mathbf{d}(n)] \quad (3.15)$$

Durch Ableiten und Nullsetzen der Zielfunktion ergibt sich für das optimale Filter die folgende Gleichung:

$$\mathbf{w}_{opt}(n) = - \{ E[\mathbf{X}'^T(n)\mathbf{X}'(n)] \}^{-1} E[\mathbf{X}'^T(n)\mathbf{d}(n)] \quad (3.16)$$

Das mit der Gleichung 3.16 berechnete Optimalfilter liegt in vektoriellen Form vor

$$\mathbf{w} = [\mathbf{w}_0^T \quad \mathbf{w}_1^T \quad \cdots \quad \mathbf{w}_{I-1}^T]^T, \quad (3.17)$$

wobei jeder Eintrag des Optimalfilters erneut ein Vektorelement darstellt, welches durch Gleichung 3.18 beschrieben wird.

$$\mathbf{w}_i(n) = [w_{11i} \quad w_{12i} \quad \cdots \quad w_{1Ki} \quad w_{21i} \quad \cdots w_{MKi}]^T. \quad (3.18)$$

Durch die Implementierung des kausalen Optimalfilters im Zeitbereich ist die Kausalitätsbedingung in der Berechnungsvorschrift berücksichtigt. Ebenso kann die Länge des FIR-Filters einfach vorgegeben werden.

Eine Stellgrößenbegrenzung kann durch die Regularisierung der Autokorrelationsmatrix der gefilterten Referenzsignale  $E[\mathbf{X}'^T(n)\mathbf{X}'(n)]$  eingeführt werden, wie in [31, Seite 73] vorgeschlagen. Das optimale Filter wird dann mit

$$\mathbf{w}_{opt}(n) = - \{ E[\mathbf{X}'^T(n)\mathbf{X}'(n)] + \eta \mathbf{I} \}^{-1} E[\mathbf{X}'^T(n)\mathbf{d}(n)] \quad (3.19)$$

berechnet, wobei  $\mathbf{I}$  in diesem Fall die Einheitsmatrix ist. Durch die Wahl des Regularisierungsfaktors  $\eta$  kann die Stärke der Begrenzung festgelegt werden. Physikalisch gesehen ist diese Realisierung der Stellgrößenbegrenzung eine Addition von unkorrelierten weißen Rauschsignalen mit Mittelwert  $\eta$  auf jedes Referenzsignal. Um mit Hilfe des Regularisierungsfaktors  $\eta$  eine gewünschte Stellgröße des Aktuators einzustellen, muss der Regularisierungsfaktor iterativ ermittelt werden. Dieser Schritt muss bei der Implementierung des Zeitbereich-Verfahrens berücksichtigt werden.

### 3.4 Genetische Optimierung

Die genetische Optimierung hat sich in den letzten Jahrzehnten in den Ingenieurwissenschaften etabliert. Sie wird häufig für Problemstellungen eingesetzt, bei denen die Zielfunktion nicht oder numerisch nur sehr aufwändig differenzierbar ist [103]. Beruhend auf der Theorie von Charles Darwin „Survival of the fittest“ wird die Natur als Vorbild zur Optimierung eines technischen Problems herangezogen. Dazu wird die technische Problemstellung in ein Minimierungsproblem überführt, welches von gewählten bzw. vorgegebenen Parametern abhängt [103]. Anschließend wird mit evolutionären Algorithmen die Zielfunktion minimiert. Diese grundlegenden Algorithmen sind die Selektion, Rekombination und Mutation, welche den Prinzipien der Natur nachempfunden sind. Es existiert eine Vielzahl von unterschiedlichen Algorithmen zur Selektion, Rekombination und Mutation, deren Erläuterung über den Rahmen der Dissertation hinausgehen würden.

In diesem Abschnitt sollen die in dieser Dissertation verwendeten Verfahren und eine kurze Übersicht der genetischen Optimierung gegeben werden. Der Abschnitt beruht auf dem Fachbuch von Pohlheim [103] und der Dokumentation der von Pohlheim verfassten „Genetic optimization toolbox“ [102], deswegen wird auf eine wiederkehrende Zitierung verzichtet. Die technische Umsetzung der genetischen Optimierung basiert auf der von der Sheffield University entwickelten Toolbox, welche in [23] beschrieben ist.

Bevor eine genetische Optimierung erfolgen kann, muss das Minimierungsproblem durch eine Zielfunktion beschrieben werden und die zu optimierenden Parameter in einem Individuum zusammengefasst werden. Als Zielgröße wird in dieser Arbeit die lokale Störgrößenreduktion untersucht und für den jeweiligen Optimierungslauf die Steuerungsparameter<sup>3</sup> vorgegeben. Die zu optimierenden Parameter sind dabei ausschließlich die Aktuator- oder Sensorpositionen. Dazu besteht jedes Individuum aus  $N_A$  Aktuatorpositionen und/oder  $N_S$  Sensorpositionen. Jede dieser Positionen besteht aus zwei Parametern, der x- und y- Position des Aktuators bzw. Sensors. Ein Individuum beinhaltet demnach  $2 \cdot N_A \cdot N_S$  Parameter, wobei für jeden Parameter ein definiertes Intervall vorgegeben werden kann, dass durch die Abmessungen der Struktur gegeben ist.

Zum besseren Verständnis der genetischen Optimierung ist in Abbildung 3.6 ein Ablaufschema dargestellt. Zunächst wird eine Startpopulation stochastisch erzeugt,

<sup>3</sup>Die gewählten Steuerungsparameter werden später in Kapitel 6 ausführlich vorgestellt.



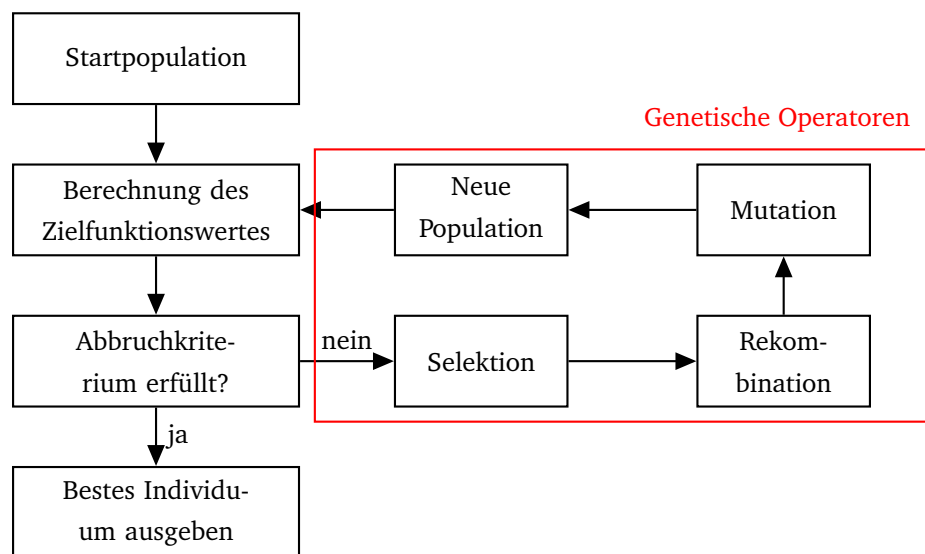


Abbildung 3.6: Ablaufplan einer genetischen Optimierung

wobei eine Population aus einer definierten Anzahl an Individuen  $N_{Pop}$  besteht. Eine Population kann zusätzlich noch in Inseln unterteilt werden, um die Konvergenz gegen ein lokales Minimum zu vermindern [103]. Für die erstellte Startpopulation wird die Zielfunktion (auch Fitnessfunktion genannt) berechnet und anschließend erfolgt die Überprüfung, ob das definierte Abbruchkriterium erfüllt ist. Sollte das Abbruchkriterium erfüllt sein, wird das beste Individuum der Population als optimierte Lösung ausgegeben. In dieser Arbeit wird als Abbruchkriterium eine definierte Anzahl an Epochen vorgegeben, d.h. die Startpopulation ist die 1. Epoche und bei einer Epochenanzahl von  $N_{Ep}$  wird die genetische Optimierung abgebrochen. Sollte das Abbruchkriterium nicht erfüllt sein, wird die Population den genetischen Operatoren unterzogen. Ist eine Population in Inseln unterteilt, wird die Selektion, Rekombination und Mutation für jede Insel separat ausgeführt. Durch die Definition eines Auswanderungsfaktors wird bestimmt, wie viele Individuen in welcher Epoche zwischen den Inseln getauscht werden. In der weiteren Beschreibung der genetischen Operatoren wird davon ausgegangen, dass es nur eine Insel gibt. Für weiterführende Informationen wird auf das Buch von Pohlheim [103] verwiesen.

Der erste genetische Operator, der ausgeführt werden muss, ist die Selektion. In dieser Arbeit wird die Methode des „Stochastic universal sampling“ (SUS) verwendet [6]. Im ersten Schritt werden dazu die Fitnesswerte aller Individuen sortiert, wobei das schlechteste Individuum (maximaler Zielfunktionswert bei einem Minimierungsproblem) auf Position 1 sortiert wird und das beste Individuum auf die Position  $N_{Pop}$ . In der Bildung des Fitnesswertes  $\chi$  für das SUS-Verfahren werden nur noch die Positi-

$p$	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$J$	83.5	80.2	79.9	78.3	75.1	75.0	74.8	74.5	73.9	71.2	70.0
$\chi$	0.0	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.2	1.4	1.6	1.8	2.0
$\chi_{Sca}$	0.0	0.018	0.036	0.055	0.073	0.091	0.110	0.127	0.146	0.164	0.182

Tabelle 3.1: Beispiel zum linearen Ranking

onsnummern  $p$  verwendet. Die folgende Berechnungsvorschrift wird für das lineare Ranking verwendet:

$$\chi(p) = 2 - S_D + \frac{2 \cdot (S_D - 1) \cdot (p - 1)}{N_{Pop} - 1} \quad (3.20)$$

Dabei ist  $S_D$  der Selektionsdruck, welcher die Selektion der besten Individuen bevorzugt, indem er dessen  $\chi$  erhöht. Die skalierte Fitness  $\chi_{Sca}$  wird durch die Skalierung von  $\chi$  auf ein Intervall von 0 bis 1 berechnet.

Nachdem  $\chi$  für alle Individuen bestimmt ist, wird durch das SUS-Verfahren festgelegt, welche Individuen zur Rekombination selektiert werden. Dazu wird eine Zufallszahl  $N_{RND}$  gebildet, welche zwischen 0 und  $\frac{1}{N_{Sel}}$  liegt, wobei  $N_{Sel}$  die Anzahl der zu selektierenden Individuen beschreibt. Der Auswahlvektor  $\mathbf{p}_{sel}$  der Länge  $N_{Sel}$  wird nun äquidistant mit  $\frac{1}{N_{Sel}}$  gebildet, wobei als Startpunkt die  $N_{RND}$  verwendet wird, wie in Gleichung 3.21 gezeigt wird.

$$\mathbf{p}_{sel} = \left[ N_{RND} \quad N_{RND} + \frac{1}{N_{Sel}} \quad N_{RND} + \frac{2}{N_{Sel}} \quad \cdots \quad N_{RND} + \frac{N_{Sel}-1}{N_{Sel}} \right] \quad (3.21)$$

Mit Hilfe des linearen Rankings und des SUS-Verfahrens sind nun die  $N_{Sel}$  Individuen gewählt, aus denen die Folgegeneration gebildet wird. Die selektierten Individuen werden nun zufällig gemischt, damit auch die Auswahl der Elternpaare für die Rekombination zufällig ist.

Eine visuelle Darstellung des linearen Rankings und des SUS-Verfahrens ist durch Tabelle 3.1 und Abbildung 3.7 gegeben. Die skalierte Fitness wird auf eine Gerade aufgetragen, wobei der höchste Fitnesswert zuerst und dann absteigend abgetragen wird. Wie bereits in Tabelle 3.1 ersichtlich ist, wird das schlechteste Individuum bereits beim linearen Ranking ausgeschlossen, da die skalierte Fitness null ist. In Abbildung 3.7 sollen beispielhaft 10 Individuen für die Rekombination selektiert werden. Durch das lineare Ranking und die äquidistante Auswahl der Individuen durch das SUS-Verfahren wird ausgeschlossen, dass die Selektion eines Individuums mit niedrigem Zielfunktionswert zu häufig durchgeführt wird [102].

Die für die Rekombination selektierten Individuen werden im folgenden Elterngene-

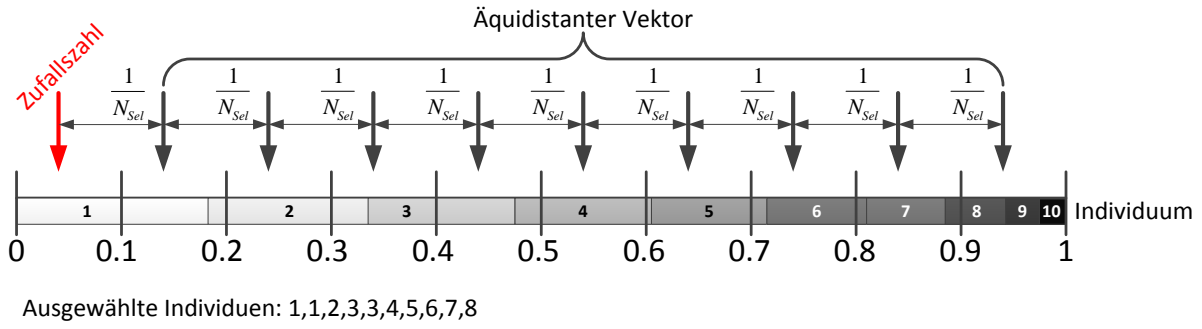


Abbildung 3.7: Darstellung des SUS-Verfahrens und des Rankings

ration genannt. In dieser Dissertation werden zwei verschiedene Operatoren für die Rekombination verwendet, erstens der Crossover-Operator und, zweitens die lineare Rekombination bzw. Linienrekombination. Eine simple Erklärung der Rekombination mittels des Binary Crossover-Operators ist in Abbildung 3.8 gegeben. Zwei selektierte Individuen aus der Elterngeneration sollen rekombiniert werden. Dazu wird ein Binärstring mit der gleichen Länge der Individuen zufällig erzeugt, wobei eine 1 für einen Tausch und eine 0 für das Beibehalten eines Parameters (Par) steht.

Das zweite Rekombinationsverfahren ist die lineare Rekombination, auch als Linien-

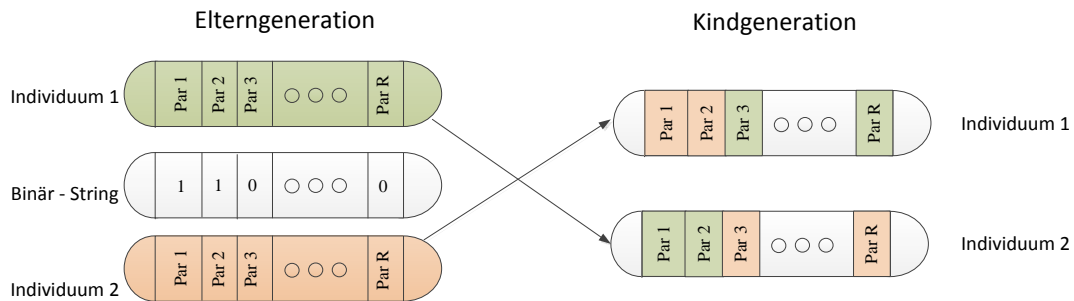


Abbildung 3.8: Darstellung des Binären Crossover-Operators

rekombination bezeichnet. Für jeden Parameter des Kindes wird, durch die Parameter der Eltern, ein Parameterraum aufgespannt, wie in Gleichung 3.22 beschrieben ist.

$$Par_{i,Kind} = Par_{i,Elter1} + \alpha(Par_{i,Elter2} - Par_{i,Elter1}), \alpha \in [-d, 1 + d] \quad (3.22)$$

Aus diesem Intervall wird anschließend per Zufall der neue Parameter des Kindes ermittelt. Die Linienrekombination ist in Abbildung 3.9 dargestellt. Die Auswahl der Eltern erfolgt ebenfalls nach dem Zufallsprinzip. Zur Erzeugung zweier Kinder aus zwei Eltern, wird der Zufallsparameter für jedes der beiden Kinder neu bestimmt.

Anschließend an die Rekombination erfolgt die Mutation der Kinder. Zunächst werden

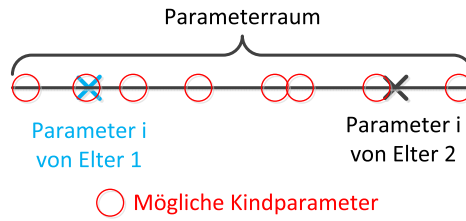


Abbildung 3.9: Darstellung der Linienrekombination eines Parameters

zufällig die zu mutierenden Parameter und die Kinder ausgewählt. Die Wahrscheinlichkeit zur Mutation wird durch die Mutationsrate  $N_{Mut}$  festgelegt. Nach erfolgter Auswahl zu mutierender Parameter wird der mutierte Parameterwert nach Gleichung 3.23 ermittelt

$$\begin{aligned}
 Par_i^{Mut} &= Par_i + s_i \cdot r_i \cdot a_i \\
 s_i &\in -1, +1, \text{gleichverteilt} \\
 r_i &= N_{MB} \cdot Domain_i \\
 a_i &= 2^{-u \cdot N_{MP}}, u \in [0, 1] \text{gleichverteilt}
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

wobei  $N_{MB}$  der Mutationsbereich,  $Domain_i$  der Definitionsbereich des Parameters und  $N_{MP}$  die Mutationspräzision sind.

Nach Abschluss der genetischen Operatoren und der Entstehung der Kindgeneration wird die Fitnessfunktion für alle Kinder berechnet. Die Kindgeneration wird nach den Fitnesswerten sortiert und anschließend wird aus der Elterngeneration und der Kindgeneration eine neue Elterngeneration gebildet. Dabei wird nur ein festgelegter Prozentsatz, die Einfügerate  $N_{Ins}$ , der Kindgeneration in die neue Elterngeneration übernommen. Somit werden die besten  $N_{Pop} \cdot N_{Sel} \cdot N_{Ins}$  Individuen der Kindgeneration in die neue Generation übernommen, die restlichen  $N_{Pop} - (N_{Pop} \cdot N_{Sel} \cdot N_{Ins})$  werden aus der Elterngeneration übernommen, wobei wiederum nur die besten Individuen ausgewählt werden. Die Erstellung einer neuen Generation ist in Abbildung 3.10 dargestellt. Nach der Bildung der Folgegeneration ist ein Durchlauf der genetischen Optimierung beendet.

### 3.5 Steuerbarkeit nach Gram

Die Steuerbarkeit einer Struktur ist eine häufig verwendete Metrik zur Platzierung von Aktuatoren, da sie zum einen nur von den strukturdynamischen Eigenschaften abhängt und zum anderen aus Zustandsraummodellen einfach berechnet werden kann.

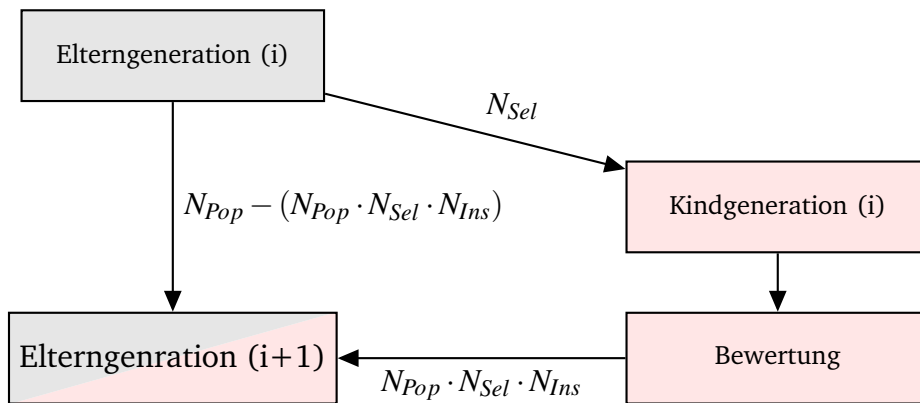


Abbildung 3.10: Ablaufschema zur Bildung einer neuen Elterngeneration

Die Steuerbarkeit wird in dieser Arbeit dazu verwendet, die optimierten Aktuatorplatzierungen zu analysieren.

Um die Steuerbarkeit der Aktuatorpositionen zu analysieren wird in dieser Arbeit die Gram'sche Steuerbarkeitsmatrix verwendet, welche in [80, Seite 67-68] beschrieben ist. Sie basiert auf einer diskreten Zustandsraumdarstellung [4], hier für ein SISO System gegeben, der zu untersuchenden Sekundärstrecke  $S(z)$  (vgl. Abbildung 3.2). Im Gegensatz zur Literatur wird der Zustandsvektor der Zustandsraumdarstellung hier nicht durch  $\mathbf{x}(n)$  repräsentiert, sondern durch  $\hat{\mathbf{x}}(n)$ , um eine Verwechslung mit dem Referenzsignal  $x(n)$  einer Steuerung zu vermeiden.

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{x}}(n+1) &= \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}(n) + \mathbf{b}u(n) \\ y(n) &= \mathbf{c}^T \hat{\mathbf{x}}(n) + du(n),\end{aligned}\tag{3.24}$$

In Gleichung 3.24 beschreibt  $\mathbf{A}$  die Dynamikmatrix,  $\mathbf{b}$  den Eingangsvektor,  $\mathbf{c}$  den Ausgangsvektor und  $d$  den Durchgriff. In der Notation des Zustandsraummodells ist  $u(n)$  der Systemeingang (Ansteuersignal aus dem Steuerungsfilter) und  $y(n)$  der Systemausgang (Sekundärsignal).

Die Gram'sche Steuerbarkeitsmatrix berechnet sich für den diskreten Mehrgrößenfall [65] nach folgender Gleichung:

$$\mathbf{W}_C = \sum_{k=0}^{\infty} \mathbf{A}^k \mathbf{B} \mathbf{B}^T (\mathbf{A}^T)^k\tag{3.25}$$

In diesem Fall ist kein Eingangsvektor, sondern die Eingangsmatrix  $\mathbf{B}$  definiert, da mehrere Eingänge betrachtet werden können.

Mit Hilfe der Gram'schen Steuerbarkeitsmatrix lässt sich eine Aussage darüber treffen, wie steuerbar jeder Zustand der Dynamik-Matrix ist. Um eine globale Aussage über die

Steuerbarkeit aller Zustände treffen zu können, kann die Steuerbarkeitsmatrix weiter verarbeitet werden, wie in [105] und [116] gezeigt. In dieser Arbeit wird die Steuerbarkeit wie in [105] beschrieben ausgewertet, da diese Beschreibung die Gram'sche Matrix so wichtet, dass die Steuerbarkeit für alle Zustände gegeben ist. Im Detail werden Aktuatorplatzierungen in ihrer Wertigkeit bestraft, bei denen ein Zustand besonders gut, ein anderer jedoch sehr schlecht steuerbar ist. Für die Steuerbarkeit kann somit geschrieben werden

$$\xi_C = \frac{\text{spur}(\mathbf{W}_C)}{\sigma(\lambda)}. \quad (3.26)$$

Die Standardabweichung  $\sigma$  der Eigenwerte  $\lambda$  ist dabei gegeben mit

$$\sigma(\lambda) = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (\bar{\lambda} - \lambda_i)^2}, \quad (3.27)$$

Die Gram'sche Steuerbarkeitsmatrix wird durch die Gleichung 3.25 berechnet. In diese Gleichungen geht die Dynamikmatrix des Zustandsraummodells  $\mathbf{A}$  und die Eingangsmatrix  $\mathbf{B}$  (im SISO-Fall der Eingangsvektor  $\mathbf{b}$ ) für die Berechnung der Steuerbarkeitsmatrix ein. Da für Plattenstrukturen im Allgemeinen das globale Schwingungsverhalten durch die Matrix  $\mathbf{A}$  beschrieben wird, wird die Gram'sche Steuerbarkeit auch immer eine globale Aussage über die Steuerbarkeit der Zustände liefern. Das bedeutet, dass eine lokale Sensorplatzierung, welche über den Ausgangsvektor  $\mathbf{c}$  festgelegt wird, keine Beachtung in dieser Metrik findet.

## Kapitel 4

# Stand des Wissens zur Sensor- und Aktuatorplatzierung für aktive Steuerungen der Adaptronik

In diesem Kapitel sollen die wissenschaftlichen Erkenntnisse, die in Zusammenhang mit der Forschungshypothese und den Arbeitshypothesen stehen, zusammengetragen werden.

Am Anfang erfolgt ein Vergleich von Steuerungen und Regelungen, um die bisher relativ unbegründete Annahme eines Steuerungssystems zu begründen. Darauf folgend werden die möglichen Varianten der Aktuator- und Sensoroptimierung, wie sie in der Literatur präsentiert werden, vorgestellt. Die in den Hypothesen adressierten Einflussfaktoren, wie Kausalität und Signalverarbeitungselemente, sollen mit dem Stand des Wissens abgeglichen und diskutiert werden. Zum Abschluss werden die Erkenntnisse aus der Literaturstudie verwendet, um die Arbeitshypothesen an den Stand des Wissens anzupassen und weiter zu verfeinern.

### 4.1 Störgrößenreduktionspotential von Steuerungen und Regelungen

Im Kontext dieser Arbeit werden Steuerungssysteme verwendet. Um jedoch eine Begründung dafür zu liefern, soll dieser Abschnitt das Potential einer Steuerung gegenüber einer Regelung darstellen, insbesondere auch den Einsatz von Steuerungen bei breitbandigen stochastischen Anregungen.

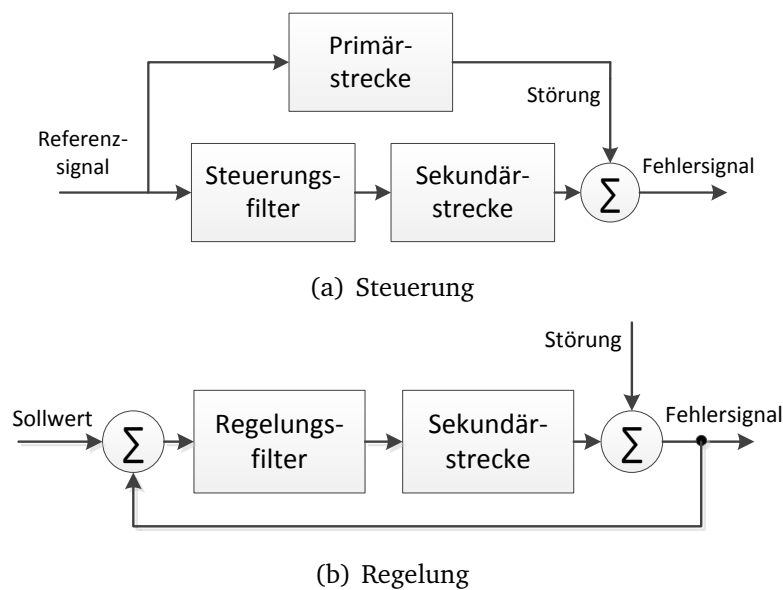


Abbildung 4.1: Blockschaltbilder einer Steuerung und einer Regelung

Ganz generell unterscheiden sich Steuerungen und Regelungen durch ihre Wirkungsweisen. Diese sind in Abbildung 4.1 schematisch dargestellt. Die wesentlichen Unterschiede liegen in der zusätzlichen Messung des Referenzsignals im Rahmen einer Steuerung und in der nicht vorhandenen Rückführung des Fehlersignals innerhalb der Steuerung. Dabei gilt die Bedingung, dass das Referenz- und Störsignal korreliert miteinander sind, was bedingt, dass die Primärstrecke linear und zeitinvariant sein muss. Bei der Regelung kann ein Sollwert vorgegeben werden, welcher aber in der Anwendung der Vibrationsreduktion null ist, da das Fehlersignal ebenfalls idealerweise null sein soll. Die Regelung versucht die auftretende Störung zu reduzieren, hat aber immer einen Laufzeitnachteil, weil erst die Wirkung der Störung eine Reaktion der Steuerung bewirkt.

In den Standardwerken werden Steuerungen im Bereich der aktiven Vibrationskontrolle eher für tonale Anregungen empfohlen, weil hier einfach ein kohärentes Referenzsignal erzeugt werden kann (z.B. die Drehzahl von Triebwerken) [104, Seite 11]. Für breitbandige, stochastische Störungen werden Regelungen empfohlen [104, Seite 11], da es für Steuerungen im Allgemeinen schwer ist ein korreliertes Referenzsignal zu erzeugen. Selbst wenn es für AVC Systeme unter stochastischer Anregung möglich ist, ein korreliertes Referenzsignal zu erzeugen, besteht eine weitere Schwierigkeit darin, dieses Referenzsignal mit einem Laufzeitvorteil zu messen.

Besteht jedoch die Möglichkeit, ein korreliertes Referenzsignal mit Laufzeitvorteil zu messen, ist eine Steuerung in der Lage, breitbandige, stochastische Störsignale wesent-



lich stärker zu reduzieren als ein (digitales) Regelungssystem. Beispielhaft ist die Reduktion, welche theoretisch für eine idealisierte Steuerung (Sekundärpfad nur durch eine Zeitverzögerung abgebildet) möglich ist, in [86] beschrieben. Es wird gezeigt, dass eine komplette Reduktion des stochastischen Anregungssignals durch die Steuerung mit Laufzeitvorteil möglich ist, wohingegen die Regelung nur in der Lage ist, die Resonanzen des Systems zu reduzieren. Das Potential einer Steuerung gegenüber einer Regelung ist immer dann gegeben, wenn ein korreliertes Referenzsignal mit Laufzeitvorteil realisierbar ist. Um dieses Potential durch eine geeignete Sensor- oder Aktuatorplatzierung auszuschöpfen, wird der Fokus dieser Arbeit auf die Auslegung von Steuerungssystemen gelegt, da Steuerungssysteme zwar dieses Potential bieten, wie jedoch später gezeigt wird, der Stand des Wissens zu dieser Thematik eine Forschungslücke offenbart. Nachfolgend sind einige Untersuchungen aufgeführt, welche das Potential, aber auch die Grenzen von Steuerungssystemen aufzeigen.

Im Bereich der ANC Systeme ist die Kausalitätsbedingung für stochastische, breitbandige Störungen in [76] beschrieben. Dabei ist eine wichtige Erkenntnis, dass eine breitbandige, stochastische Störgröße nur dann reduziert werden kann, wenn die Laufzeit der Primärstrecke größer als die Summe aus der Laufzeit der Sekundärstrecke und der Signalverarbeitung ist<sup>1</sup>. Nur unter dieser Bedingung kann das Reduktionspotential einer Steuerung voll ausgeschöpft werden.

Die Effektivität eines Steuerungssystems gegenüber eines Regelungssystems ist auch in der Veröffentlichung von Tseng et al. gezeigt [112], wo ein ANC-System mit einem Regelungs- und einem Steuerungssystem ausgelegt wurde. In Abbildung 4.2 wird dazu die Leistungsfähigkeit einer Steuerung (in Form der „Noise Reduction“) über dem Winkel der Primärschallquelle dargestellt, welcher in dieser Untersuchung die Primärlaufzeit direkt beeinflusst, wie die Prinzipskizze in Abbildung 4.2a verdeutlicht. Das Steuerungssystem weist bis 67° einen Laufzeitvorteil gegenüber der Regelung auf, woraus eine deutlich erhöhte Störgrößenreduktion resultiert. Bei Überschreiten der 67° hat das Steuerungssystem sogar einen Laufzeitnachteil gegenüber der Regelung, was zu einer signifikanten Reduktion der Leistungsfähigkeit führt, die sogar noch unter der einer Regelung liegt. Wie leistungsfähig eine Steuerung sein kann, hängt also maßgeblich von den Laufzeiten der Strecken ab, die die für eine Steuerung so wichtige Kausalitätsbedingung beschreiben.

Ein weiterer wichtiger Einflussfaktor, der die Leistungsfähigkeit von Steuerungen und Regelungen beeinflusst, ist der vermehrte Einsatz von integrierten, strukturellen Dämp-

---

<sup>1</sup>Ein detaillierter Abschnitt zur Kausalitätsbedingung ist in Abschnitt 3.3.2 gegeben

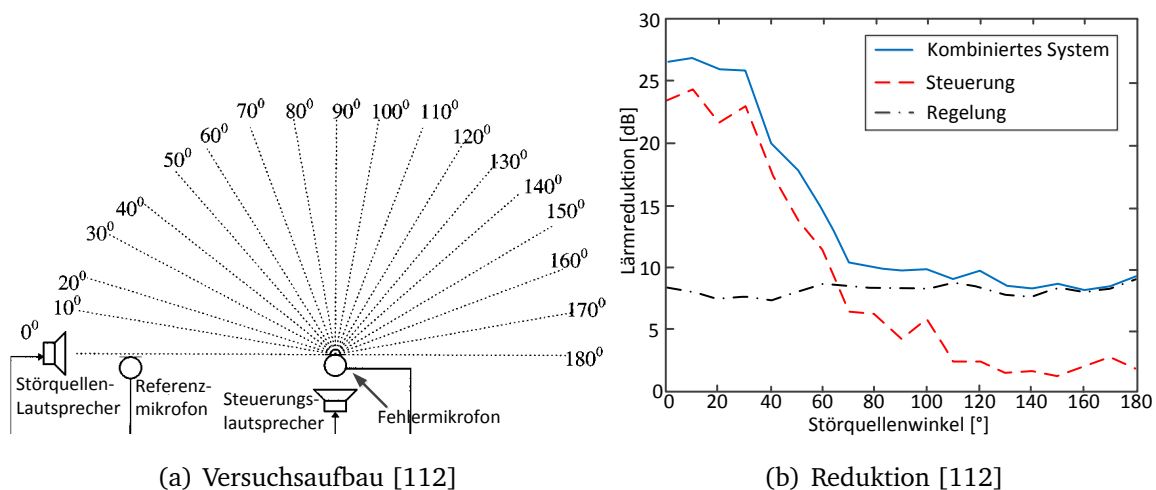
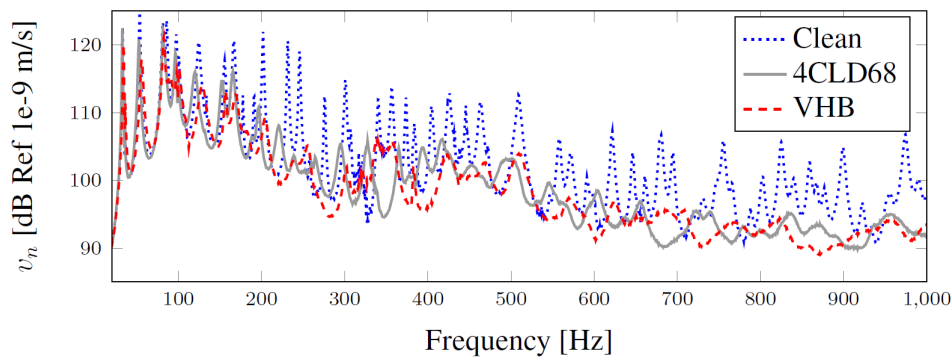


Abbildung 4.2: Leistungsfähigkeit von Steuerungs- und Regelungssystemen für ein ANC-System nach [112]

fungsmaßnahmen wie er z.B. in [20], [21], [113] und [114] beschrieben wird. Durch die gedämpfte Strukturndynamik, wie in Abbildung 4.3 für eine Platte gezeigt ist, ist die Filterwirkung (scharfe Resonanzüberhöhungen) der Struktur auf breitbandige, stochastische Anregungen nur noch in geringerem Maße gegeben. Diese Strukturresonanzen haben einen deterministischen Charakter und können sowohl von digitalen Regelungen (die einen inhärenten Laufzeitnachteil haben) und Steuerungen mit Laufzeitnachteil reduziert werden. Bei gedämpften Strukturen sinkt der deterministische Anteil der Strukturresonanzen und nur noch eine Steuerung mit Laufzeitvorteil kann die Störgröße reduzieren [86]. Dieser Fakt motiviert die Betrachtung von Steuerungssystemen auch für höher gedämpfte Strukturen. Ein weiterer Umstand, der Steuerungen für gedämpfte Strukturen geeignet erscheinen lässt, sind die durch die Dämpfung verursachten kurzen Impulsantworten des Systems, was dazu führt, dass die in einer Steuerung verwendeten FIR-Filter ebenfalls kürzer gewählt werden können. Damit sinkt die DSP-Last von Steuerungen [101].

Der Vollständigkeit halber sei an dieser Stelle auch auf die struktur-akustischen Systeme eingegangen. Diese adressieren zwar die globale Metrik der Schallleistung, welche nicht unmittelbar durch diese Arbeit behandelt wird, jedoch können die hier untersuchten Einflussfaktoren von Steuerungen auch Einfluss auf struktur-akustische Systeme haben. Bei der Realisierung von struktur-akustischen Systemen durch Schallstrahlungsfiler, wie sie in [32] und [42] beschrieben sind, ist die Schallleistungsreduktion aus Sicht des Steuerungssystems eine direkte Störgrößenreduktion [9]. Unter



**Figure 4.** Measured structural velocities

Abbildung 4.3: Gemessene Strukturschnellen für verschiedene Dämpfungszustände [114], Platte ohne Dämpfung (....), Platte mit CLD Dämpfung (—), Elastomer und Aluminium Dämpfung (-.-)

diesem Gesichtspunkt sind die hier aufgestellten Fragestellungen auch für struktura-kustische Systeme von Relevanz.

Struktur-akustische Systeme können auch durch die Verwendung von AVC-Systemen realisiert werden, indem die Sensoren so optimiert werden, dass die lokale Vibrationsreduktion an den Fehlersensoren eine globale Schallleistungsreduktion bewirkt, wie in [49] und [111] gezeigt ist. In diesem Fall ist die Höhe der lokalen Störgrößenreduktion an den Fehlersensoren ein relevantes Kriterium für die Höhe der globalen Schallleistungsreduktion, wie in [10] gezeigt ist. Die in dieser Dissertation aufgestellten Hypothesen, die sich mit der Vorhersage der lokalen Störgrößenreduktion beschäftigen, können auch für diese Systemart wichtige Erkenntnisse liefern. Eine vertiefende Zusammenstellung des Einflusses lokaler Störgrößenreduktion auf globale Metriken wird später in Abschnitt 4.5 präsentiert.

Mit den hier aufgeführten Literaturstellen kann deutlich belegt werden, dass eine Steuerung ein erhöhtes Störgrößenreduktionspotential gegenüber einer Regelung besitzt, wenn ein korreliertes, mit Laufzeitvorteil gemessenes Referenzsignal vorliegt. Die Messung dieses Referenzsignals kann sehr komplex werden, soll im Rahmen dieser Arbeit aber als verfügbar angenommen werden. Selbst im Fall, dass kein Laufzeitvorteil erzeugt werden kann, ist auch der Einfluss eines Laufzeitnachteils auf eine Steuerung von wichtigem Interesse für die Leistungsabschätzung einer Steuerung. Zusätzlich ist der vermehrte Einsatz struktureller Dämpfungsmaßnahmen im Leichtbau und der damit einhergehenden Minderung der Filterwirkung der Struktur ein weiterer Motivationspunkt Steuerungssysteme mit allen Einflussfaktoren auszulegen und zu optimieren.

## 4.2 Optimierung von Aktuator- und Sensorpositionen

In zahlreichen Literaturstellen konnte seit ca. 1990 gezeigt werden, dass eine optimal platzierte Aktuatorik und Sensorik eine deutliche Leistungssteigerung gegenüber heuristisch gewählten Aktuatorpositionen bzw. Sensorpositionen ermöglicht [24], [120], [119] und [26]. Verschiedene Verfahren dazu werden in den Veröffentlichungen [35], [99] und [98] gegeben. Bei der Analyse dieser Literaturstellen lassen sich im Wesentlichen zwei Verfahren zur Optimierung von Aktuatorik und Sensorik herausstellen: Zum einen die regelungs- und steuerungstechnisch unabhängige Optimierung und zum anderen die prozesskettenorientierte Auslegung aktiver Strukturen. Diese beiden Strategien sollen im Hinblick auf die aufgestellten Hypothesen verglichen und bewertet werden, inwiefern sie sich für eine Gesamtsystemmodellierung eignen.

### 4.2.1 Steuerungs- und regelungstechnisch unabhängige Optimierungsverfahren

Bei den steuerungs- und regelungstechnisch unabhängigen Optimierungsverfahren werden in der Regel Kriterien der Steuerbarkeit bzw. der Beobachtbarkeit ausgewertet, wie die Übersicht in [46] zeigt. In den meisten Fällen wird anhand der Eigenschwingformen eine Aktuator- oder Sensoroptimierung durchgeführt. Ausgehend vom Balken [125], [71], [123] über Platten [106] bis hin zu komplexen Strukturen, wie einer Steuerflosse [84], sind schon Aktuatoren durch die Betrachtung modaler Einkoppelfaktoren und modaler Steuerbarkeit platziert worden. Aber auch die Beschreibung von Systemen durch Zustandsraummodelle bietet die Möglichkeit zur Bewertung von Aktuator- oder Sensorplatzierungen durch die Gram'sche Beobachtbarkeits- oder Steuerbarkeitsmatrix [110], [13]. Abgeleitete Optimierungskriterien, wie z.B. elektromechanische Koppelfaktoren [5] und [77], Sensitivitätsanalysen [78] und gekoppelte Analysen der Steuerbarkeit und der Eingangsmobilität [45] sind ebenfalls umfangreich in der Literatur untersucht worden.

Diese Verfahren sind dahingehend vorteilhaft, dass eine einfache Aktuator- und Sensorplatzierung ohne aufwändige Berechnung von Steuerungssystemen durchgeführt werden kann. Deswegen sind auch jüngere Veröffentlichungen (2010 - 2012) mit diesen Verfahren zu finden, wie z.B. [19], [14], [78], [123] und [110]. Durch die Betrachtung der passiven Struktur ohne Signalverarbeitung braucht bei der Optimierung keine Rechenleistung in die Berechnung des Regelungs- und Steuerungssystems investiert werden.

Der Nachteil der unabhängigen Optimierung ohne Regelung oder Steuerung liegt darin, dass keine Aussage über die tatsächliche Leistungsfähigkeit des aktiven Systems getroffen werden kann und auch dessen Optimierung hinsichtlich der Anzahl benötigter Aktuatoren und Sensoren nur sehr schwer möglich ist. Zudem werden die durch die Regelung bzw. Steuerung induzierten Randbedingungen nicht berücksichtigt.

Die Verfahren zur steuerungs- und regelungstechnisch unabhängigen Aktuator- und Sensorplatzierung scheinen für die in dieser Arbeit adressierten Fragestellungen ungeeignet, da sie die durch die Steuerung induzierten Rückwirkungen (Laufzeiten, Kausalität) auf die Aktuator- und Sensorplatzierung nicht berücksichtigen können. Die vorgestellten Verfahren sind lediglich abhängig von der Struktur und bieten nicht die Möglichkeit, zusätzliche Effekte der digitalen Signalverarbeitung oder einer Steuerung zu untersuchen.

#### 4.2.2 Prozesskettenorientierte Optimierung

In den letzten 20 Jahren sind eine Vielzahl von Prozessketten zur Aktuator- und/oder Sensorplatzierung entwickelt worden. Der erste geschlossene Entwurf (Prozesskette), der die Auslegung eines aktiven Systems in seiner Gesamtheit betrachtet, ist durch Clark und Fuller aufgestellt worden [24]. Die auf der Veröffentlichung von Clark und Fuller basierende Prozesskette ist in Abbildung 4.4 dargestellt. Sie beschreiben in ihrer Arbeit, ausgehend von einem analytisch aufgestellten Modell, die Platzierung von Piezopatchaktuatoren und PVDF-Sensoren. Dabei werden zuerst die Aktuatoren platziert und anschließend die Sensoren, wobei das Gütefunktional die Schallleistungsreduktion ist, die durch eine Optimalsteuerung erreicht wird und deren freie Parameter die Aktuator- oder Sensorpositionen sind. Die Anregung, welche durch Clark und Fuller untersucht wird, ist eine tonale Anregung, wobei einmal in einer Resonanzfrequenz und einmal zwischen zwei Resonanzen angeregt wird. Eine breitbandige, stochastische Anregung wird nicht untersucht. Von der Strukturseite aus beschränken sich die Untersuchungen auf SISO Systeme mit geringer modaler Dichte.

Im Wesentlichen ist die Veröffentlichung von Clark und Fuller Vorbild für alle nachfolgenden Arbeiten zur Sensor- und Aktuatorplatzierung. Erweiterungen gibt es im Bereich der Optimierungsverfahren, bei denen die nichtlineare Optimierung durch einen genetischen Algorithmus ersetzt wird [119]. Die Änderung des Optimierungsverfahrens erlaubt die Anwendung der Prozessketten auch auf Probleme, bei denen die Ableitung der Zielfunktion nicht möglich ist. Des Weiteren ist die analytische Modellbildung durch die Finite Elemente Methode ergänzt worden um auch hier die adressierbaren

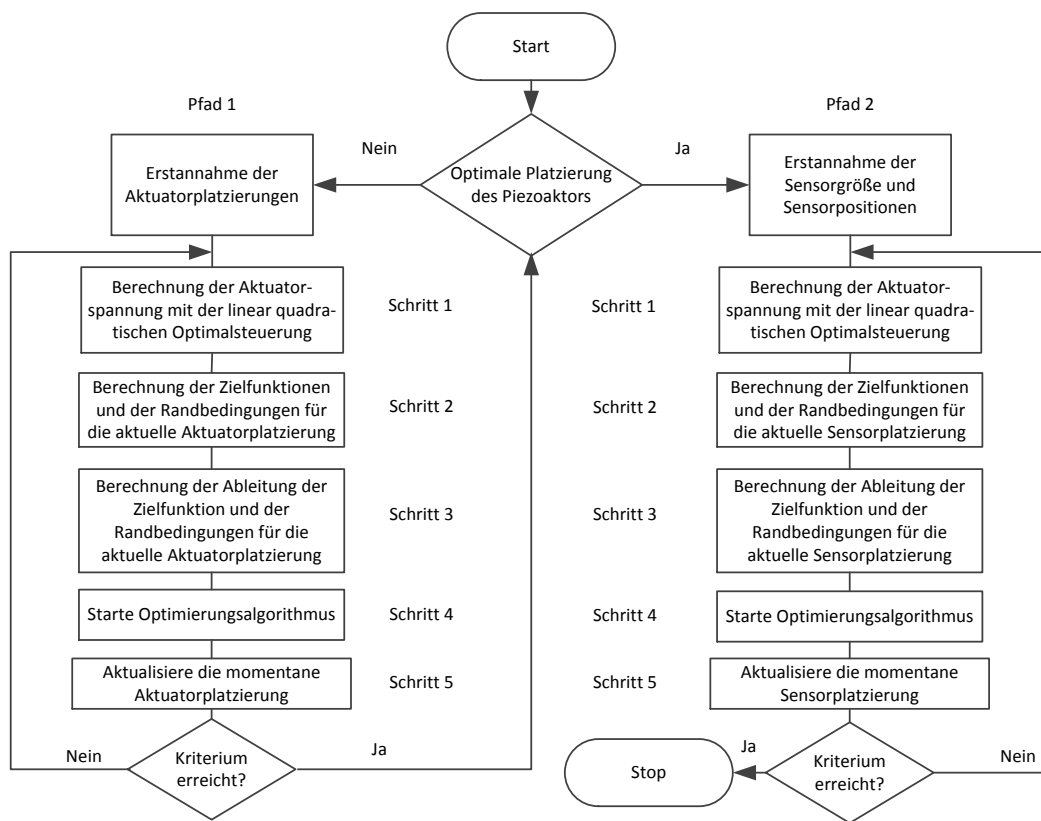


Abbildung 4.4: Prozesskette nach dem Vorbild von Clark und Fuller [24]

Problemstellungen zu erweitern, da analytisch beschreibbare Strukturen nur eine sehr akademische Anwendung finden [95]. Die am DLR verwendete Prozesskette, wie sie in [56] und [57] beschrieben ist, entspricht dem Stand der Wissens und bildet einen adäquaten Ausgangspunkt für die vorliegende Arbeit<sup>2</sup>.

Eine Übersicht über die Veröffentlichungen zur prozesskettenorientierten Optimierung von Aktuatoren und/oder Sensoren ist in Tabelle 4.1 gegeben. Dabei wird eine Unterteilung der Anregungsart (deterministisch/stochastisch) und des Regelungsgesetzes (Regelung/Steuerung) vorgenommen. Zusätzlich wird analysiert, ob die vorgestellten Erkenntnisse lediglich in der Simulation oder dem Experiment gezeigt werden konnten, oder ob die Simulation auch mit einem Experiment validiert ist. Eine weitere Unterscheidung wird in der Einkopplung der Anregung vorgenommen, je nachdem, ob eine einzelne Last (z.B. Punktkraft) oder eine multiple Last (z.B. Flächenkraft, Druckverteilung) analysiert wird. Innerhalb der Einkopplung ist noch zwischen deterministischer und stochastischer Störung unterschieden.

Eine erste Erkenntnis aus dieser Tabelle ist, dass zur simulativen Auslegung von op-

<sup>2</sup>Eine detaillierte Analyse der Prozesskette wird im Abschnitt 5.2.1 durchgeführt.

Tabelle 4.1: Literaturübersicht zur Aktuatorplatzierung

		Regelung		Steuerung	
		Simulation	Experiment	Simulation	Experiment
periodische Störung	Verteilte Störungen (Multiple Anregungen)			Kim 1995 [74] Manolas 2000 [82] Padula 1998 [99] Viswamurthy 2009 [118]	Padula 1998 [99]
	Einzelstörungen (Punktkräfte)	Botte 2012 [12] Jin 2010 [63]	Botte 2012 [12]  Kidner 2009 [73] Kidner 2005 [72]	Fuller 1992 [24] Wang 1994 [120] Wang 1995 [119] Rodriguez 1998 [106] Kessissoglou 2002 [70] Duke 2009 [29] Heverly 2001 [59]	Fuller et. Al. [24]    Kessissoglou 2002 [70] Duke 2009 [29]
stochastische Störung	Verteilte Störungen (Multiple Anregungen)	JunHong 2010 [64] Dutta 2001 [30] Zhang 2000 [124]			
	Einzelstörungen (Punktkräfte)	Hiramoto 2000 [60] Dhuri 2009 [28] Roy 2009 [109] Wang 2010 [121]	Kameyama 2008 [66]	Nijhuis 2002 [95]  Belgacem 2012 [7]  Haase 2012 [50] Rose 2011 [108] Montazeri 2009 [88] DeFonseca 1999 [26] Moshrefi-Torbati 2006 [90] Heintze 2010 [56]	Belgacem 2012 [7]     Moshrefi-Torbati 2006 [90] Heintze 2008 [57]

timierten Sensor- und Aktuatorplatzierungen oftmals keine experimentelle Validierung erfolgt ist, bzw. nicht veröffentlicht ist. Eine Validierung der präsentierten Methodik durch eine experimentelle Untersuchung ist für eine Qualifizierung der Vorhersagegüte jedoch unerlässlich. Dies zeigt einmal mehr die Wichtigkeit von Hypothese 3, da hier die Vorhersage der Systemauslegung adressiert wird.

Insbesondere im Bereich der Steuerungen für periodische Störungen konnten viele Literaturstellen gefunden werden. Bei einer deterministischen Anregung ist die Kausalitätsbedingung inhärent erfüllt<sup>3</sup> und der in den betreffenden Literaturstellen ausschließlich verwendete Optimalsteuerungsansatz ist gerechtfertigt.

Steuerungssysteme, die mit stochastischer Punktkraft angeregt werden, sind ebenfalls mehrfach untersucht. Die berücksichtigten Effekte werden in Abschnitt 4.3 diskutiert. Im Bereich der Regelungen finden sich ebenfalls einige Untersuchungen für stochastisch erregte Systeme, die aber alle an resonanten Strukturen erfolgt sind. Dies ist auf den bereits beschriebenen Effekt der Färbung der stochastischen Anregung zurückzuführen. Bemerkenswert ist jedoch, welchen Detailgrad die Optimierungen in Bezug auf die integrierte Reglerauslegung innerhalb der Systemauslegung erreichen, wie z.B. die Einstellung der LQR-Regler Parameter in [109] oder [27]. Eine detaillierte Auslegung von Steuerungen ist das erklärte Ziel dieser Dissertation und würde die Kenntnisse, die zur Regelung existieren, sinnvoll ergänzen.

Durch die hier präsentierte Zusammenfassung der prozesskettenorientierten Auslegung von AVC, ANC und ASAC Systemen konnte gezeigt werden, dass es eine deutliche Wissenslücke im Abgleich zwischen Simulation und Experiment, insbesondere für stochastische Anregungen, gibt. Genau diese Themenstellung adressiert die vorliegende Arbeit. Veröffentlichungen zu multiplen Anregungen (wie Schalldruckanregungen) sind im Rahmen der Literaturrecherche ebenfalls nicht gefunden worden, was darauf zurückzuführen ist, dass die Erzeugung eines Referenzsignals bei stochastischer, breitbandiger und verteilter Anregung sehr schwer ist. Dass die Messung eines korrelierten Referenzsignals auch für komplexe Anregungen möglich ist, ist in Referenz [86] gezeigt.

Im Rahmen dieser Arbeit ist abzuwägen, welche Anregungsart adressiert werden soll. Stochastische akustische Anregungen der Struktur, wie turbulente Grenzschichten oder diffuse Schallfelder, müssen in Windkanälen oder Transmissionsprüfständen erzeugt werden und sind zudem durch die Spezifika der Versuchsstände schwer zu reproduzie-

---

<sup>3</sup>Bei periodischen Signalen kann die Primärlaufzeit alle Vielfachen der Periodendauer annehmen und die Kausalitätsbedingung wäre per se erfüllt.



ren. Daher werden sie im Rahmen dieser Arbeit nicht berücksichtigt.

Auf Grund der Reproduzierbarkeit der Erkenntnisse und der einfachen Wiederholbarkeit wird eine Betrachtung stochastischer Anregungen durch Punktkräfte bevorzugt. Im Rahmen dieser Arbeit werden sowohl Einzelkräfte als auch multiple Punktkräfte als Störanregungen verwendet. Arbeiten des Autors mit akustischen Anregungen sind in den Veröffentlichungen [52], [55] und [49] dokumentiert.

### 4.3 Einfluss der Kausalität und der Signalverarbeitung

Im Bereich der Steuerungen zur Reduktion von Schalldruck (ANC) mit Mikrofonen und Lautsprechern ist die Kausalitätsbedingung detailliert untersucht worden. So ist bereits im Standardwerk von Kuo und Morgan [76, Seite 61-62] der Einfluss der Kausalitätsbedingung auf die breitbandige, stochastischen Störgrößenreduktionen beschrieben (vgl. Gleichung 3.3).

Basierend auf dieser Bedingung gibt es detaillierte Untersuchungen zur Reduktion von breitbandigem stochastischem Lärm durch ANC Systeme in [75] und [61]. In beiden Publikationen wird der Grenzbereich, der durch Gleichung 3.3 gegeben ist, genauer untersucht. Dabei wird festgestellt, dass die Leistungsfähigkeit eines Systems nicht sprunghaft zu- bzw. abnimmt, wenn die Kausalitätsbedingung erfüllt bzw. verletzt wird, sondern es einen Übergangsbereich gibt, in dem die Leistungsfähigkeit des Steuerungssystems kontinuierlich zu- bzw. abnimmt. Diese Untersuchung ist in Abbildung 4.5 dargestellt. Dies ist insbesondere darauf zurückzuführen, dass beim Einsatz von FIR-Filtern die exakte, inverse Modellierung der Sekundärstrecke zusätzliche Laufzeitvorteile erfordert [61].

Eine gute Beschreibung für die Einschränkung eines ANC-Systems in seiner Leistungsfähigkeit ist in [92, Seite 247-253] gegeben. Unter der Annahme eines stationären, stochastischen Rauschens, welches durch ein System 2. Ordnung gefiltert wird (Primärstrecke), soll die Leistungsfähigkeit einer Steuerung untersucht werden. Ist die Laufzeit von der Sekundärquelle zum Mikrofon größer als die Laufzeit der Primärquelle zum Mikrofon, sinkt die Leistungsfähigkeit der Steuerung. Wird die Dämpfung des Systems 2. Ordnung erhöht, nimmt die Leistungsfähigkeit der Steuerung dramatisch ab, sobald die Laufzeit der Sekundärquelle auch nur minimal größer ist als die der Primärquelle. Das liegt nach Nelson und Elliott daran, dass die Vorhersagbarkeit der Störung mit höherer Dämpfung abnimmt, was nachvollziehbar ist, denn die Störung wird bei hoher Dämpfung nur noch in geringem Maße durch den Primärpfad gefiltert. Erste Untersuchungen zum Einfluss der Kausalität von AVC Systemen publizierten Bur-

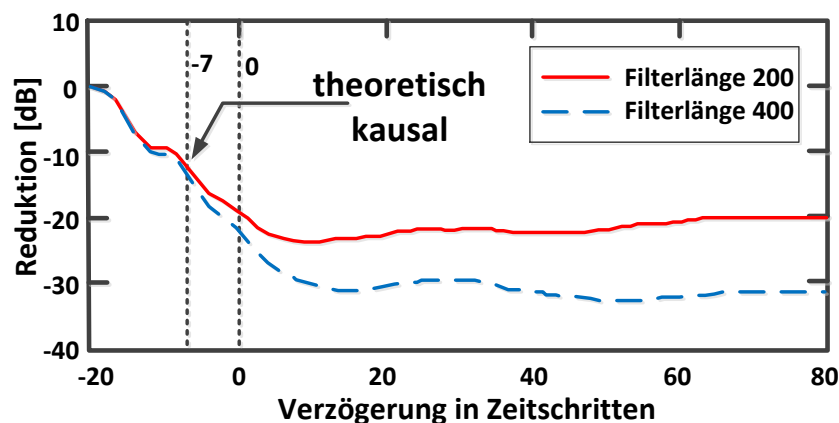


Abbildung 4.5: Aufintegrierte Leistungsfähigkeit eines ANC-Systems in Abhängigkeit des Laufzeitvorteils nach Janocha und Liu [61]

disso et al. [17]. Bei einer festen Sensor- und Aktuatorposition ist der Einfluss der Kausalität an einem Balken sowohl simulativ als auch experimentell untersucht. Nach Burdisso et al. [17] kann ein kleiner Laufzeitnachteil mit einem langen Filter ausgeglichen werden. Der Unterschied zwischen kausaler (Laufzeitvorteil) und akausaler (Laufzeitnachteil) Konfiguration ist in dieser Literaturstelle in der aufsummierten Vibrationsreduktion mit 3 dB angegeben. Die Differenz zwischen kausalem und akausalem System mit 3 dB ist jedoch sehr gering. Die Untersuchungen zum kausalen System in dieser Literaturstelle, welche in Abbildung 4.6 gezeigt sind, deuten jedoch darauf hin, dass die Leistungsfähigkeit nicht ausgenutzt wird. Das ist insbesondere daran zu erkennen, dass keine breitbandige Reduktion erfolgt ist und die Antiresonanzen des Systems sogar verstärkt werden, was auf eine akausale Systemkonfiguration schließen lässt. Auch das bereits diskutierte inverse Modellierungsproblem kann die Performance des kausalen Systems reduziert haben und ist auch in den Untersuchungen von [117] beschrieben. Der durch Burdisso et al. dargestellte geringe Einfluss der Kausalität darf also angezweifelt werden und motiviert eine detailliertere Untersuchung des Kausalitäts- bzw. Laufzeiteinflusses.

Ein weiterer Einflussfaktor kausaler Steuerungssysteme wird in [3] und [36] beschrieben, indem die Konvergenzgeschwindigkeit (Konvergenz des adaptiven Filters gegen das optimale Filter) bei kausalem und akausalem System für adaptive Steuerungen für ANC Systeme untersucht wird. Die Konvergenzgeschwindigkeit kausaler Systeme ist wesentlich größer als die akausaler Konfigurationen. Im Rahmen dieser Arbeit werden zwar ausschließlich optimale Filter entworfen (aufgrund der benötigten Rechenzeit für die Konvergenz adaptiver Filter), jedoch spielt die Konvergenzgeschwindigkeit bei einer späteren technischen Realisierung mit adaptiven Filtern, welche anstatt des hier

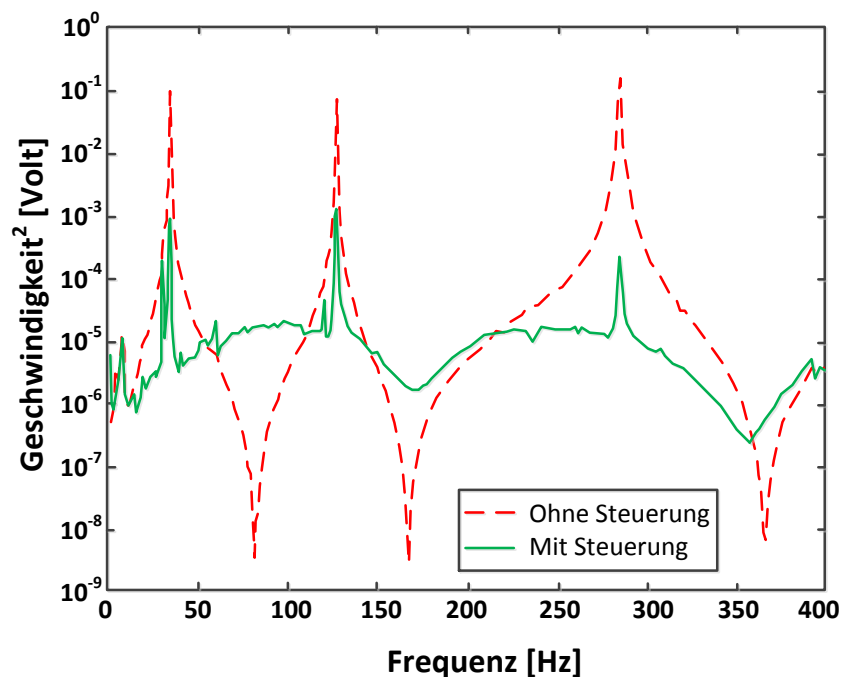


Abbildung 4.6: Leistungsfähigkeit des kausalen Steuerungssystems nach Burdisso et al. [17]

verwendeten Optimalfilters auf Grund ihrer Robustheit verwendet werden, eine wichtige Rolle.

Wie in den bisher vorgestellten Literaturstellen gezeigt wird, ist ein kausales System leistungsfähiger als ein akausales System. Bei der Verwendung einer LQOS ist die Kausalitätsbedingung vernachlässigt, es ist prinzipiell also möglich eine Gegenschwingung einzuleiten, obwohl das Störsignal noch nicht bekannt ist. Im Experiment ist das nicht möglich, da das Referenzsignal zunächst gemessen werden muss. Sollte dies mit keinem Laufzeitvorteil möglich sein, dann kann auch die Störgröße nicht reduziert werden.

Beispiele, in denen mit einer LQOS optimale Aktuatorpositionen für ein aktives System für breitbandige, stochastische Störungen berechnet werden, sind in [7], [90] und [69] beschrieben. Um die mit der LQOS optimierten Systeme im Experiment zu vermessen, wird jedoch die Anregung im Experiment für jede einzelne Analysefrequenz des betrachteten Frequenzbereiches sinusförmig ausgeführt. Dadurch wird in der experimentellen Analyse kein stochastisches, sondern ein periodisches Störsignal eingesetzt, was die Kausalitätsbedingung per se erfüllt. Durch diese vereinfachende Annahme konnten die theoretisch simulierten Werte auch im Experiment validiert werden.

Die Vorhersagegenauigkeit der Simulation für ein stochastisches Anregungssignal, wie sie in Hypothese 3 adressiert ist, kann mit dieser Vorgehensweise nicht überprüft werden.

Lediglich in den Arbeiten von Heintze et al. [57] und [56] wird, wie bereits im Kapitel 1.2 beschrieben, mit einer LQOS ausgelegt und im Experiment eine breitbandige, stochastische Anregung verwendet. Eine Überschätzung der Leistungsfähigkeit des aktiven Systems in der Simulation ist die Folge, wie ebenfalls im Abschnitt 1.2 gezeigt ist.

Wie sehr die Leistungsfähigkeit von Steuerungssystemen überschätzt werden kann, ist für ein ANC System in [67] untersucht. Dabei wird der Einfluss der Kausalitätsbedingung untersucht, indem ein LQOS System mit einem kausal ausgelegtem optimalen FIR- und IIR-Filter verglichen wird. In diesen Untersuchungen wird die LQOS Steuerung als obere Grenze der Leistungsfähigkeit angegeben, die nur unter idealisierten Umständen zu erreichen ist. Dies ist eine Bestätigung der Erkenntnisse die im Abschnitt 1.2 für ein ASAC System ebenfalls festgestellt worden sind. Für eine präzise Vorhersage der Leistungsfähigkeit von aktiven Steuerungssystemen ist die Implementierung der Kausalitätsbedingung und deren beeinflussende Messtechnik also zwingend erforderlich.

Dieser Abschnitt zeigt, dass in der Literatur die Limitierung eines Steuerungssystems durch die Kausalitätsbedingung sehr weitreichend untersucht ist. Jedoch konnte in keiner Literaturquelle eine Sensor/Aktuatorplatzierung gefunden werden, die die Kausalitätsbedingung bereits bei der Optimierung berücksichtigt. Infolge dessen sind auch die damit verbundenen Auswirkungen auf die Aktuatorplatzierung nicht untersucht. In einer Vorarbeit des Autors [50] sind erste grundlegende Einflüsse der Kausalitätsbedingung auf die Aktuatoroptimierung erkennbar. Zusätzlich sind Teilergebnisse dieser Dissertation veröffentlicht worden: Zum einen über den Einfluss der Filterlänge auf die Aktuatorplatzierung [48] und zum anderen, der Einfluss der Kausalitätsbedingung und der Messtechniklaufzeiten [54] auf die Aktuatorplatzierung.

Aufgrund der Vernachlässigung der Kausalitätsbedingung bei der Optimierung von Aktuator- und Sensorpositionen wird auch der Einfluss der Messtechnik auf die Aktuatorplatzierung für breitbandige, stochastische Störungen nicht untersucht. Da die Messtechnik auf Grund ihrer zusätzlichen Laufzeit (siehe Abbildung 4.7) Einfluss auf die Kausalitätsbedingung hat, sollte auch der Einfluss von Signalverarbeitungslaufzeiten durch die Messtechnik Beachtung finden.

In den Arbeiten von Palumbo et al. [100] und Cabell et al. [18] wird die Opti-

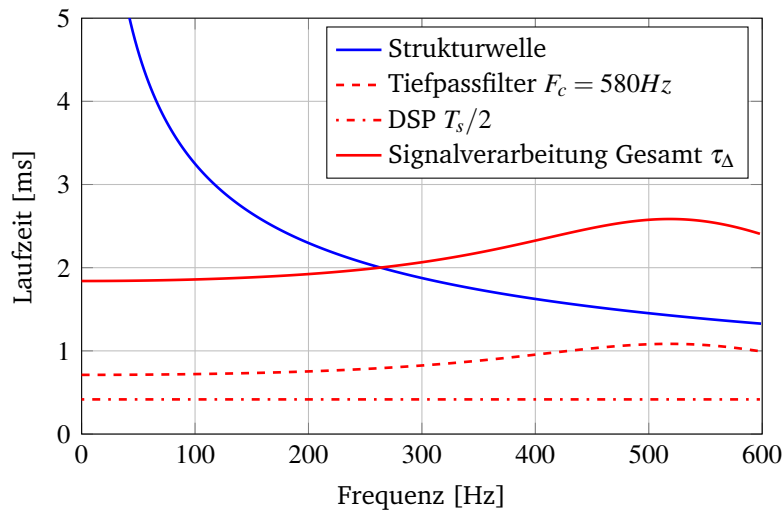


Abbildung 4.7: Laufzeiten von Signalverarbeitungselementen im Vergleich zur Biegewellenlaufzeit (Distanz Sensor-Aktuator 14 cm, Material Aluminium, Plattendicke 3 mm,  $T_s=0.83\text{ms}$ )

mierung von Aktuatoren und Sensoren anhand von experimentell ermittelten Übertragungsfunktionen durchgeführt. Im Rahmen dieser Untersuchungen ist die Messtechnik inhärent berücksichtigt, da die gemessenen Transferfunktionen die gesamte Messtechnik bereits enthalten. Die genannten Arbeiten beschränken sich allerdings auf tonalen Lärm, wobei die Kausalitätsbedingung per se erfüllt ist. Jedoch adressiert auch diese Veröffentlichung keine der in Kapitel 2 aufgestellten Hypothesen.

In der beschriebenen Literatur wird an keiner Stelle die Auswirkung der Kausalitätsbedingung auf eine Sensor- bzw. Aktuatorplatzierung untersucht. In der Regel werden in den beschriebenen Arbeiten LQOS verwendet, die die Kausalitätsbedingung vernachlässigen und somit eine wichtige Randbedingung einer Steuerung missachten. Die im Rahmen dieser Arbeit angestrebten Untersuchungen zur Aktuatorplatzierung unter Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung füllen eine Wissenslücke, welche in der Literatur bisher nicht adressiert ist.

## 4.4 Weitere Einflussfaktoren einer Steuerung

Eine Steuerung kann wesentlich in ihrer Leistungsfähigkeit limitiert sein, wenn die Filterlänge nicht ausreichend ist. Durch die Filterlänge wird die Genauigkeit der diskreten Faltung des Referenzsignals und des Optimalfilters bestimmt ( $y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i x(n-i)$ ). Wenn  $N \rightarrow \infty$ , dann ist die Faltung exakt [31, Seite 53-54], was in einem realen digi-

talen Steuerungssystem prinzipbedingt nicht möglich ist. Deswegen muss eine Abwägung zwischen Genauigkeit und Rechenzeit gefunden werden. In der Technik und der Literatur werden in der Regel Finite Impulse Response (FIR) Filter eingesetzt, da sie immer stabil sind und eine einfache Implementierung ermöglichen. Infinite Impulse Response (IIR) Filter können zwar mit wesentlich weniger Filtergewichten realisiert werden, können aber instabil werden. Aus diesen Gründen werden in dieser Arbeit FIR-Filter verwendet und der Einfluss der Filterlänge auf Steuerungen und weiterhin auf die Aktuator- und Sensorplatzierung untersucht.

Der Einfluss der Filterlänge wird in [17] beschrieben. Hier wird für ein AVC System sowohl in kausaler, als auch in akausaler Konfiguration die Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von der Filterlänge dargestellt. Beispielhaft ist in Abbildung 4.8 die Abhängigkeit für ein kausales System dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass ein sehr kurzes Filter zu einer geringen Störgrößenreduktion führt, wohingegen längere Filter zu einer besseren Reduktion führen. Der Unterschied, der durch die Filterlänge bedingt wird, kann bis zu 15 dB betragen. Ebenfalls ist zu erkennen, dass der Einfluss der Filterlänge ab 20 Gewichten in die Sättigung geht. Für eine Filterlänge größer 20 ist die Abbildung der Impulsantwort scheinbar ausreichend genug, so dass andere Faktoren die Leistungsfähigkeit einschränken. Die Auswirkungen der Filterlänge sind hier mit 15 dB für einen Balken signifikant, was die Betrachtung der Filterlänge auch für die hier adressierte Basishypothese relevant erscheinen lässt. Die Filterlänge muss in die Modellierung des Gesamtsystems aufgenommen werden, um die aufgestellten Hypothesen zu vervollständigen.

Ein weiterer interessanter Aspekt in den Untersuchungen von Burdisso et al. [17] ist der Einfluss der Dämpfung der Struktur auf die Leistungsfähigkeit des aktiven Systems, wie ebenfalls in Abbildung 4.8 dargestellt ist. Die Störgrößenreduktion der AVC-Steuerung sinkt in den Ergebnissen von Burdisso et al. mit zunehmender modaler Dämpfung. Die Erhöhung der Dämpfung von 2% auf 5% führt zu Leistungseinbußen von ca. 3-4 dB. Dies widerspricht den Erkenntnissen in [92, Seite 247-253], nachdem ein kausales System unabhängig von der Dämpfung die Störgröße reduzieren sollte. Ein kausales System ist auch in der Lage die nicht-deterministischen Störanteile zu reduzieren.

Die hier aufgeführten weiteren Faktoren führen zu der Erkenntnis, dass die aufgestellten Hypothesen nicht auf die Kausalitätsbedingung reduziert werden dürfen. Wesentliche Einflussfaktoren einer Steuerung sind nach der Analyse der Literatur auch die Filterlänge und die Dämpfung, die in die Hypothesen aufzunehmen sind.

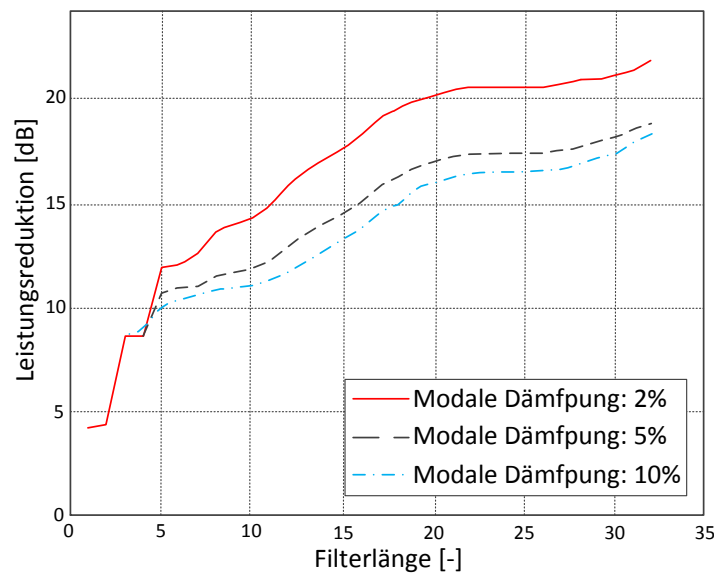


Abbildung 4.8: Aufintegrierte Leistungsfähigkeit eines AVC-Systems in Abhängigkeit der modalen Dämpfung eines Balkens nach Burdisso et al. [17]

## 4.5 Einfluss lokaler Vibrationsreduktionen auf die globale Vibrationsreduktion oder Schallleistung

Im Abschnitt 1.2 ist bereits beschrieben, dass bei der Auslegung von aktiven Strukturen oftmals globale Metriken, wie die Schwingungsenergie oder die Schallleistung reduziert werden. In der experimentellen Umsetzung von Steuerungen sind diese Metriken oft nicht anwendbar, weil diese nur mit einem enorm hohen Aufwand an Sensoren und hohen Anforderungen an den DSP realisierbar wären. Deswegen werden bei der technischen Realisierung von aktiven Lärm- und Vibrationsreduktionssystemen mit Steuerungen oftmals nur lokale Metriken reduziert, wie z.B. die lokalen Vibrationen an Beschleunigungssensoren, wie durch [87] beschrieben. Ebenfalls in [87] wird die Reduktion von Schallleistung durch Schallstrahlungsfiler beschrieben, wie sie bei einer Regelung eingesetzt werden können. Schallstrahlungsfiler können auch im Rahmen einer Steuerung eingesetzt werden, wie in [9] gezeigt ist. Für ein Steuerungssystem mit Schallstrahlungsfilern ist die Reduktion der Schallleistung eine direkte Störgrößenreduktion der Fehlersignale. Aus Sicht der Steuerung sind die mit dem Schallstrahlungsfiler verarbeiteten Sensorsignale die lokalen Fehlersignale. D.h., dass die in dieser Arbeit gewonnen Erkenntnisse auch für Steuerungssysteme mit Schallstrahlungsfilern relevant sind.

Ein zweiter häufig verwendeter Kompromiss zur Reduktion der Schallleistung ist die

Verwendung eines AVC-Systems, welches die lokalen Vibrationen reduziert und nur indirekt die Schallabstrahlung beeinflussen kann. Beim Einsatz von aktiven Steuerungen zur Reduktion von lokalen Metriken sind die beiden Arbeiten von Burdisso und Fuller aufschlussreich [15], [16]. In [16] beschreiben die Autoren, wie sich das Verhalten eines Balkens unter aktiver Steuerung mit den Moden der Grundstruktur beschreiben lässt. Hierbei werden die Eigenschwingungsformen durch die aktive Steuerung rekombiniert, wodurch ein neues Schwingungsbild der Struktur entsteht. Der Einfluss von lokalen Reduktionen ist auch von Elliott, Gardonio und Bianchi untersucht worden ([39],[40] und [10]). In den drei aufeinander folgenden Publikationen wird eine allseitig eingespannte Platte mit einem Netz aus 16 kollokalen Sensor- Aktuatorpaaren bestückt. Es wird untersucht, wie sich die kinetische Energie bzw. die abgestrahlte Schallleistung unter Regelung verändert. Die Regelung ist hier mit einer kollokalen Geschwindigkeitsrückführung realisiert, was auch im Falle einer Regelung eine breitbandige Störgrößenreduktion erlaubt, da hier nur analoge Elemente, wie Verstärker, Phasenkompensator und Signalkonditionierer eingesetzt werden, und somit nahezu keine Laufzeit auftritt. Die Auswirkung der Rückkopplungsverstärkung auf die kinetische Energie und die Schallleistung, welche in diesen Untersuchungen berechnet wird, ist in Abbildung 4.9 dargestellt. Bei Betrachtung dieser Analyse fällt auf, dass es ein Optimum in der Rückkopplungsverstärkung gibt. Nach Überschreiten des Optimums

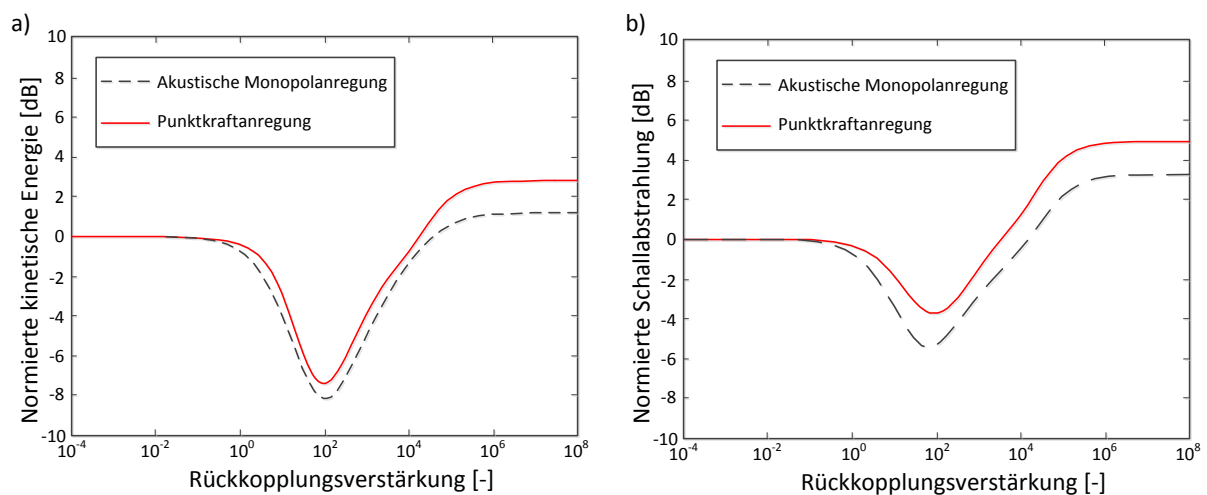


Abbildung 4.9: Normierte kinetische Energie und Schallabstrahlung der Platte von 0-2000 Hz in Abhängigkeit der Rückkopplungsverstärkung nach Gardonio et al. [39]

nimmt sowohl die kinetische Energie als auch die abgestrahlte Schallleistung der Platte wieder zu. Dieser Effekt wird von den Autoren als „Pinning“ bezeichnet. Im Kontext dieser Arbeiten wird dieses Verhalten damit erklärt, dass durch die Regelung neue Ei-



genfrequenzen und Eigenformen des aktiven Systems entstehen, die durchaus effizienter Schall abstrahlen können, als die Eigenformen des passiven Systems. Ein Vergleich zu den Arbeiten von Burdisso und Fuller [15] zeigt, dass eine starke lokale Vibrationsreduktion, egal ob durch Regelung oder Steuerung induziert, zu einer Rekombination der passiven Eigenformen führt. Diese Rekombination zeigt ebenfalls einen Einfluss auf die abgestrahlte Schallleistung.

Jedoch ist weder in den Arbeiten von Burdisso und Fuller, noch in denen von Gardonio et al. [39] eine Optimierung der Sensor/Aktuatoreinheiten unter Berücksichtigung des Pinning Effektes vorgeschlagen.

Weitere Untersuchungen zum Pinning Effekt sind z.B. in [33] gegeben, in welchen in der Simulation sowohl für kollokale, duale Sensor/Aktuatorpaare als auch für kollokale Sensor/Aktuatorpaare dieser Effekt beobachtet wird. Untersuchungen mit Steuerungssystemen bei nicht-kollokalen Systemen auf die Umstrukturierung von Schwingformen sind vom Autor der Arbeit in [51] und [52] publiziert worden. Bei einer gegebenen Platzierung von Aktuatoren und Sensoren wird für eine tonale Anregung einer Flugzeugaußenhaut die Abstrahleffizienz des gesteuerten und ungesteuerten Systems untersucht. Dabei wird festgestellt, dass es bei der gegebenen Sensorplatzierung sowohl zu einer Verringerung der Abstrahleffizienz als auch zu einer Verstärkung kommen kann.

Die hier aufgeführten Literaturstellen zeigen deutlich, dass für die globale Systemanalyse die erreichbare lokale Störgrößenreduktion genau bekannt sein muss. Die hier dargestellten Erkenntnisse zur globalen Vibrationsreduktion bzw. Schallleistungsreduktion beeinflussen die hier adressierten Hypothesen zwar nicht, zeigen aber die Wichtigkeit der Vorhersagegenauigkeit eines lokalen Systems. Somit sind die Untersuchungen in dieser Arbeit eine wichtige Grundlage bei der Analyse von globalen vibroakustischen Systemen. Weitere Informationen zur Bedeutung der lokalen Störgrößenreduktion für die Schallleistungsreduktion können aus Vorarbeiten des Autors in [55] und [49] entnommen werden.

## **4.6 Gleichzeitige Optimierung der Aktuator- und Sensorplatzierung**

Bei der Literaturrecherche zur prozesskettenorientierten Optimierung fällt auf, dass einige Autoren auf eine gleichzeitige Optimierung von Sensoren und Aktuatoren eingehen [88]. Eine Begründung liegt in der gegenseitigen Abhängigkeit von Sensor- und

Aktuatorposition. Im Rahmen der Gesamtsystemmodellierung werden zunächst lokale Reduktionen betrachtet<sup>4</sup>, was eine gleichzeitige Optimierung von Sensorik und Aktuatorik nicht relevant erscheinen lässt, jedoch ist diese Thematik für eine später anzustrebende globale Metrik von großer Bedeutung. Deswegen soll an dieser Stelle ein Überblick über Optimierungsstrategien von Sensoren und Aktuatoren gegeben werden.

Bei der Platzierung der Aktuatoren und/oder Sensoren werden in der Literatur häufig kollokale Aktuator- und Sensorpaare platziert [94, Seite 151-157], was bedeutet, dass die Positionen des Aktuators und des Sensors identisch sind. Diese Platzierung ist besonders geeignet für kollokale Geschwindigkeitsrückführungen, wie sie z.B. in [33], [10] und [38] eingesetzt werden.

Eine Aktuator und Sensorplatzierung für ein ASAC-System mit Steuerung haben bereits Clark und Fuller untersucht [24]. Die Zielfunktion der Aktuatoroptimierung ist die Reduktion der Schallleistung, welche die aktive Struktur abstrahlt. Dabei werden die Positionen der Aktuatoren so optimiert, dass die Schallleistung durch eine LQOS minimal wird. Erst anschließend wird mit dieser optimalen Aktuatoranordnung eine Optimierung der Sensorik vorgenommen, indem auch hier die Sensorposition ermittelt wird, bei der sich die Schallleistung durch LQOS am besten reduzieren lässt. Diese sequentielle Platzierung schränkt die Optimierung des Gesamtsystems in dem Maße ein, dass eine freie Kombination der letztendlich für die Steuerung relevanten Aktuator- und Sensorpositionen nicht möglich ist. Ein weiterer Nachteil der sequentiellen Platzierung ist, dass die Freiheitsgrade zum Erfüllen der Kausalitätsbedingung nicht voll ausgeschöpft werden können, da die Aktuatoren bereits platziert sind, wenn die Sensoren optimiert werden sollen. Dieser Sachverhalt ist bei Clark und Fuller jedoch nicht berücksichtigt, da mit dem Einsatz der LQOS die Kausalitätsbedingung bereits außer Kraft gesetzt ist. Die hier beschriebene sequentielle Optimierung von Aktuatoren und Sensoren findet auch in den Veröffentlichungen [119] und [13] Anwendung.

Im Gegensatz zur sequentiellen Optimierung schlagen Montazeri und Poshtan [88], De Fonseca et al. [26] und Manolas et al. [82] eine simultane Optimierung von Sensoren und Aktuatoren vor. In [88] werden die Lautsprecher und Mikrofone, welche in einer Telefonzelle zur Lärmreduktion eingesetzt werden sollen, simultan in einer Optimierung platziert. Die Begründung liegt darin, dass sich die Platzierungen von Aktuatoren und Sensoren immer gegenseitig beeinflussen, und deswegen eine gleichzeitig Platzie-

---

<sup>4</sup>Eine Betrachtung lokaler Reduktionen setzt in der Regel voraus, dass der Ort der Störung, die beruhigt werden soll, bekannt ist, d.h. die Fehlersensorposition ist vorher festgelegt und es handelt sich oftmals um eine reine Aktuatorplatzierungsoptimierung.

rung sinnvoll ist. Die Kausalität wird jedoch durch den Einsatz einer LQOS nicht in der Optimierung berücksichtigt, wodurch sich die enormen simulierten Reduktionen des Schalldrucks an den Mikrofonen erklären lassen. Leider erfolgte auch in diesen Untersuchungen keine experimentelle Validierung der Simulationsergebnisse. Auch in den Arbeiten von De Fonseca et al. [26] und Manolas et al. [82] wird eine simultane Optimierung mit einer LQOS von Mikrofonen und Lautsprechern vorgenommen, jedoch für eine Doppelschalenkavität bzw. eine Flugzeugkabine. Leider ist auch zu diesen Untersuchungen keine experimentelle Validierung veröffentlicht.

Um im Rahmen dieser Arbeit eine Gesamtsystemmodellierung zu garantieren, ist die ASAC-Prozesskette des DLR um eine simultane Sensor- und Aktuatorplatzierung zu erweitern, um der gegenseitigen Abhängigkeit der Sensor- und Aktuatorplatzierung gerecht zu werden. Erste Voruntersuchungen des Autors zeigen zudem die Recheneffizienz der simultanen Platzierung, da nur ein Optimierungslauf durchgeführt werden muss [47]. Im Falle der sequentiellen Optimierung, muss für die Aktuator- und Sensorplatzierung jeweils ein eigener Optimierungslauf durchgeführt werden, was zu einem hohen Rechenaufwand führt.

Auf Grund der dargestellten Abhängigkeit von Sensor- und Aktuatorposition und der Recheneffizienz einer simultanen Platzierung muss die simultane Platzierung von Aktuatoren und Sensoren in die Methodik aufgenommen werden. Dadurch können Laufzeiteffekte, welche zwischen Aktuatorposition und Sensorposition vorhanden sind, optimiert werden. Dies ist bei einer hintereinander folgenden Aktuator- und Sensorplatzierung nicht möglich, da durch die festgelegte Aktuatorplatzierung bereits Randbedingungen für die nachgeschaltete Sensorplatzierung vorhanden sind.

## **4.7 Zusammenfassung der Literaturrecherche und Rückschlüsse auf die Hypothesen**

Durch die Literaturrecherche konnte die Bedeutung der Kausalitätsbedingung für die Leistungsfähigkeit einer Steuerung bestätigt werden (siehe Abbildung 4.5, akausales System 10 dB Schalldruckreduktion, kausales System 30 dB Schalldruckreduktion). Es konnte jedoch ebenfalls gezeigt werden, dass Aktuatoren und Sensoren des Steuerungssystems ausschließlich unter Vernachlässigung der Kausalitätsbedingung optimiert werden, was häufig zu einer Differenz zwischen Simulation und Experiment führt. Auch die Integration von Messtechnik und deren dynamischen Eigenschaften konnte in keiner Literaturstelle gefunden werden. Aus dieser Sicht werfen die in Ka-

pitel 2 aufgestellten Hypothesen Fragestellungen auf, welche in der Literatur nicht beantwortet sind.

Neben der Kausalitätsbedingung sind in der Literatur jedoch noch zahlreiche weitere Einflussgrößen von Steuerungen identifiziert worden. Verschiedene Publikationen adressieren die Länge des Filters als wichtiges Leistungskriterium, da dieser entscheidend für die korrekte Erzeugung des interferierenden Signals ist. Zusätzlich gibt es Untersuchungen, welche die Strukturdämpfungen des technischen Systems als Einflussgröße von Steuerungen angeben und wesentliche Einflüsse der Dämpfung auf die Leistungsfähigkeit publiziert haben. Aus diesem Gesichtspunkt müssen einige Hypothesen ergänzt bzw. bestehende modifiziert werden, um dem Anspruch der Basishypothese eine Gesamtsystemmodellierung zu adressieren gerecht zu werden. Die Vielfalt der Parameter zeigt auch, dass eine große Parameterstudie zur systematischen Untersuchung der verschiedenen Einflussfaktoren nötig ist, um die Effekte, die letztendlich zu einer optimierten Aktuator/Sensorplatzierung führen, zu verstehen.

Nach dem Stand des Wissens ist die genaue Kenntnis der lokalen Störgrößenreduktion eine Voraussetzung zur Analyse globaler Steuerungssysteme. Eine Adressierung globaler Metriken würde den Rahmen dieser Dissertation überschreiten, da es, wie bereits beschrieben, schon eine große Vielfalt an Parametern für lokale Systeme zu erforschen gilt. Trotzdem ist die in den Hypothesen adressierte Vorhersagegenauigkeit ein entscheidendes Kriterium für das Verständnis globaler Systeme. Insofern bildet die Gesamtsystemmodellierung die Grundlage für die spätere Analyse globaler Systeme. In Hinblick darauf wird auch die simultane Platzierung von Aktuatoren und Sensoren im Stand des Wissens untersucht, da sie für eine Gesamtsystemmodellierung, wie sie in der Basishypothese gefordert wird, unerlässlich ist. In den hier adressierten lokalen Störgrößen ist sie zu diesem Zeitpunkt noch nicht relevant, wird jedoch bereits in die Methodik der Arbeit mit aufgenommen.

Zum Abschluss dieses Kapitels werden die in Kapitel 2 formulierten Hypothesen der Arbeit um die Erkenntnisse aus der Literaturrecherche erweitert. Dazu zählen insbesondere die Filterlänge, die Strukturdämpfung und die Stellgrößenbegrenzung.

Abschließend werden die modifizierten und erweiterten Hypothesen der Arbeit nochmals dargestellt:

**Basishypothese:**

Ein vorhersagbares und leistungsfähiges aktives Steuerungssystem muss durch eine Gesamtsystemmodellierung ausgelegt werden.

**Hypothese 1:** Eine korrekte Berechnung der lokalen Störgrößenreduktion durch eine Steuerung ist nur möglich, wenn die Kausalitätsbedingung, die Strukturdämpfung, die Stellgrößenbegrenzung, die Filtergewichte und die Laufzeiten einer Steuerung in der Simulation berücksichtigt werden.

**Hypothese 2:** Die in Hypothese 1 genannten Parameter beeinflussen die Aktuatorplatzierung und führen zu neuen, den Steuerungsrandbedingungen angepassten Aktuatorplatzierungen.

**Hypothese 3:** Die Parameter in Hypothese 1 beeinflussen die Aktuatoroptimierung nicht unabhängig voneinander.

**Hypothese 4:** Die Einführung der in Hypothese 1 genannten Parameter führt zu einer präziseren Abschätzung der Leistungsfähigkeit einer Steuerung während einer Platzierungsoptimierung.

Eine Erweiterung der Sensor- und Aktuatorplatzierung hin zu einer simultanen Platzierung der Sensoren und Aktuatoren wird von einigen Autoren für ANC Systeme vorgeschlagen. Es haben sich deutliche Verbesserungen in der globalen Störgrößenreduktion gegenüber einer sequentiellen Platzierung gezeigt. Im Rahmen der Gesamtsystemmodellierung ist der Ansatz der simultanen Sensor- und Aktuatorplatzierung aufzunehmen, da nur durch die simultane Platzierung die gegenseitige Abhängigkeit von Sensor- und Aktuatorposition berücksichtigt werden kann.

In den Veröffentlichungen zur simultanen Sensor- und Aktuatorplatzierung ist die Kausalitätsbedingung ebenfalls nicht berücksichtigt, obwohl insbesondere bei einer simultanen Platzierung alle Freiheitsgrade zur Erfüllung der Kausalitätsbedingung optimiert werden können.

Im Allgemeinen wird die Optimierung einer aktiven Struktur immer unter dem Gesichtspunkt einer optimalen Leistungsabschätzung durchgeführt. Diese Arbeit soll aber insbesondere die reale Leistungsabschätzung eines aktiven Systems durch die Simulation untersuchen, um die gestellten Anforderungen an die Gesamtsystemmodellierung erfüllen zu können.



# Kapitel 5

## Methodik der Gesamtsystemmodellierung

In diesem Kapitel wird die Methodik dieser Arbeit vorgestellt, mit deren Hilfe die aufgestellten Hypothesen aus Kapitel 2 untersucht werden.

Wie in Kapitel 4 gezeigt ist, werden bei der Auslegung und Optimierung Annahmen über Kausalität und das zu realisierende Steuerungssystem getroffen, welche sich im Experiment nicht umsetzen lassen (z.B. globale Störinformation mit unendlichem Laufzeitvorteil, durch Zerlegung einer stochastischen Störung in Sinusschwingungen). Es werden komplette Elemente eines aktiven Systems (wie z.B. Signalverarbeitung), aber auch Wirkzusammenhänge (wie z.B. Kausalität) vernachlässigt. Im Rahmen dieser Arbeit soll das aktive Gesamtsystem betrachtet werden und die damit verbundenen Auswirkungen auf die Sensor- und Aktuatorplatzierung untersucht werden.

Zuerst ist es dazu notwendig, den Begriff des aktiven Gesamtsystems zu definieren und Systemgrenzen aufzuzeigen, die in dieser Arbeit aufgebrochen und neu gesetzt werden. Anschließend werden die grundlegenden Routinen zur Auslegung aktiver Strukturen (vgl. Abschnitt 4.2.2) vorgestellt, welche in der Literatur bereits Verwendung finden und am DLR im Rahmen der bestehenden Prozesskette bereits implementiert sind. Anschließend werden die notwendigen Schritte aufgezeigt, die nötig sind, die Prozesskette auf eine Gesamtsystemmodellierung zu erweitern. Im Anschluss wird die verwendete Analysemethodik, das verwendete Simulationsmodell und die experimentelle Versuchsumgebung beschrieben.

## 5.1 Das aktive Gesamtsystem

Da diese Arbeit im Rahmen der Luftfahrtforschung am DLR entstanden ist, soll die Beschreibung des hier adressierten aktiven Gesamtsystems am Beispiel des Flugzeugs erfolgen. Dieses Vorgehen ist jedoch keine Einschränkung auf das Flugzeug, sondern kann auf andere Verkehrsmittel oder Struktursysteme im Allgemeinen, wie z.B. das Auto oder den Zug einfach übertragen werden. Dieses Beispiel dient der Veranschaulichung von Systemgrenzen, wie sie bei der aktuellen Auslegung aktiver Systeme gezogen sind. Weiterhin stellt es die neu aufgestellten Systemgrenzen der Gesamtsystemmodellierung dar und erlaubt somit einen tieferen Einblick in die Zusammenhänge eines aktiven Systems. In Abbildung 5.1 ist ein aktives Gesamtsystem am Beispiel eines Flugzeugschnittes dargestellt. Auf der linken Seite ist die Flugzeugstruktur, auf

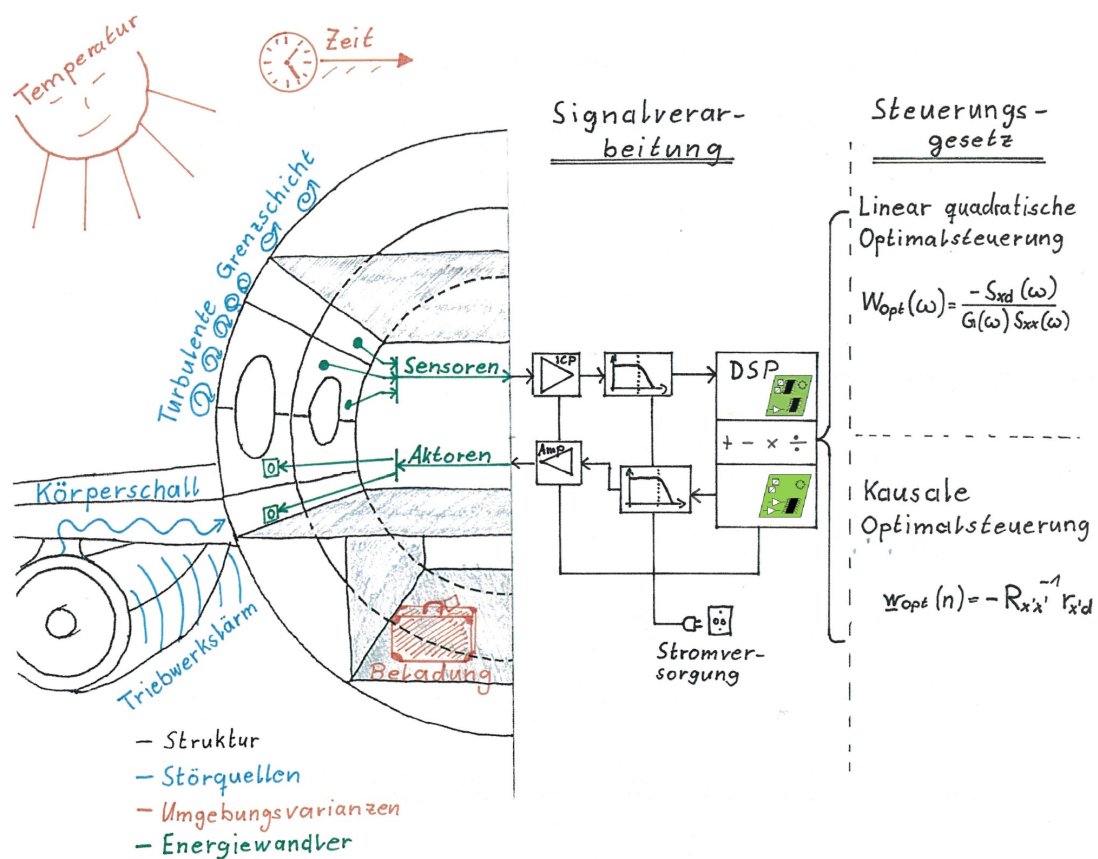


Abbildung 5.1: Gesamtsystemdefinition am Beispiel eines Flugzeuges

welche das aktive System einwirken soll, in schwarz dargestellt. Auf diese Struktur wirken die in blau dargestellten Störquellen ein. Diese können verschiedener Natur sein, hier sind exemplarisch der Triebwerkslärm, die Grenzschichtanregung und der Körper-



schall des Triebwerks dargestellt. Diese wirken als Anregung auf die Flugzeugstruktur ein und versetzen sie in Schwingungen. Zur Verwendung eines aktiven Systems zur Lärm- bzw. Schwingungsberuhigung sind Energiewandler auf der Struktur nötig, welche die Störquellen erfassen und ihnen ebenfalls entgegenwirken können. Weitere Einflussfaktoren, welche sowohl auf die Struktur als auch auf die Anregung Auswirkung haben, sind die verschiedenen Umgebungsbedingungen in welchen ein Flugzeug operiert. Hier sind als Beispiel die verschiedenen Beladungszustände (Gepäck, Kerosin), Temperatur (z.B. Wüsten-, Arktische Temperaturen) oder die zeitliche Veränderung der Struktur oder der Störquellen zu nennen.

Die Grundelemente des aktiven Systems sind die Energiewandler (Aktoren, Sensoren (grün)), welche die Schwingungsenergie in elektrische Energie wandeln und umgekehrt. Um auf die Struktur mit Hilfe der Energiewandler einwirken zu können, ist eine Signalverarbeitung nötig, die in der Regel durch Vorverstärker, Tiefpassfilter, eine digitale Signalverarbeitungseinheit (SVE) und Leistungsverstärkern gebildet wird. Innerhalb der digitalen Signalverarbeitungseinheit werden die gemessenen Signale derart mathematisch manipuliert, so dass für die Aktuatoren ein Signal erzeugt wird, welches den durch die Störquellen induzierten Vibrationen auf der Struktur entgegen wirkt. Die mathematischen Berechnungen innerhalb der SVE sind durch Steuerungsgesetze beschrieben und können auf verschiedene Art realisiert werden. Für die Funktion der Signalverarbeitung ist natürlich Energie nötig, welche hier durch die Stromversorgung kenntlich gemacht ist.

In der Wissenschaft sind jedoch längst nicht alle der hier gezeigten Elemente in eine Systemauslegung und -optimierung übernommen. Nach dem Stand des Wissens findet die Signalverarbeitung und die Kausalität eines Steuerungssystems keinerlei Beachtung. Es stellt sich die Frage, ob nicht auch die Signalverarbeitung eine Rückwirkung auf die Leistungsfähigkeit des aktiven Systems und auf eine optimierte Platzierung von Sensoren und Aktoren hat?

Die dargestellten Umgebungsvarianzen wie Temperatur, Zeit und Beladungszustand haben strukturelle Einflüsse auf das aktive System. Das Übertragungsverhalten der Strukturschwingungen von Aktuator zu Sensor kann sich dadurch ändern und beeinflusst somit das aktive System. Diese Effekte sollen im Rahmen dieser Arbeit nicht in die Modellierung des aktiven Gesamtsystems aufgenommen werden, da sie zum einen den Berechnungsaufwand erheblich erhöhen würden und zum anderen durch Maßnahmen der ständigen Systemidentifikation und adaptiven Steuerungsalgorithmen adressiert werden können. Auch die Energieversorgung der Signalverarbeitungselemente kann Einfluss auf das aktive System haben, wenn z.B. nur eine begrenzte

Leistung zur Verfügung gestellt werden kann bzw. andere Randbedingungen gegeben sind (geringe Spannungen, Stabilität der Stromversorgung etc.). Der Frage nach der Energieversorgung wird in dieser Arbeit nicht nachgegangen, lediglich die Auswirkungen einer reduzierten Aktuatorspannung durch Berücksichtigung einer Stellgrößenbegrenzung werden analysiert.

Die Vernachlässigung der Umgebungsvarianzen und der Leistungsversorgung erlaubt die Fokussierung auf die Analyse der Signalverarbeitung und deren Einfluss auf die Aktuator- und Sensorplatzierung im Rahmen dieser Arbeit. Vorschläge zur Adressierung der Umgebungsvarianzen, welche Strukturänderungen hervorrufen und damit Übertragungspfade des aktiven Systems beeinflussen, werden im Ausblick dieser Arbeit gegeben.

Abschließend zu dieser Diskussion wird das aktive Gesamtsystem, welches in dieser Arbeit untersucht wird, reduziert in Abbildung 5.2 dargestellt. Es beinhaltet die Erstel-

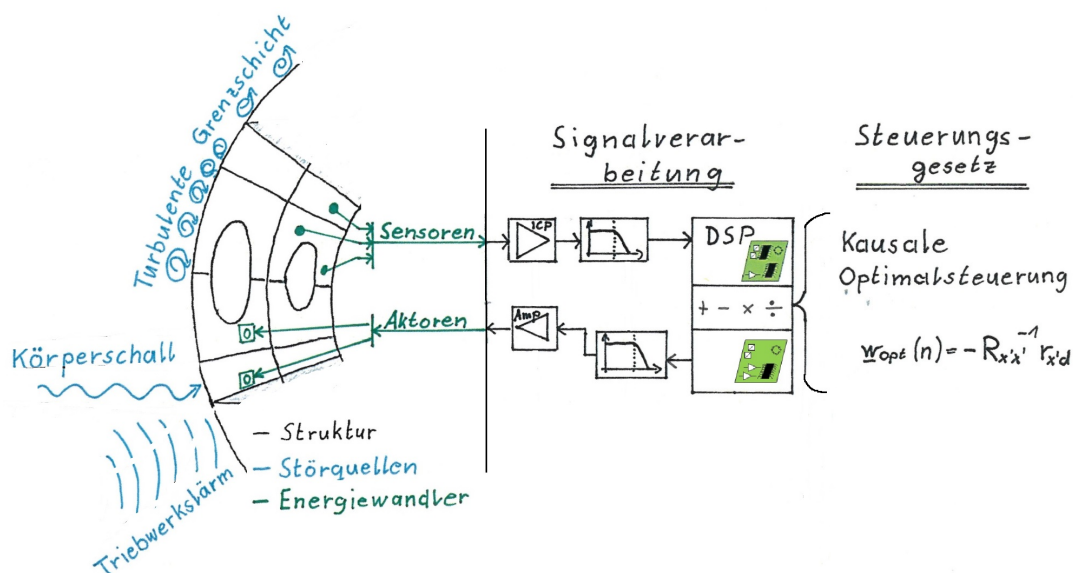


Abbildung 5.2: Reduziertes aktives Gesamtsystem nach Abschnitt der Systemgrenzen

lung der Strukturanregung, die Strukturdynamik, die für das aktive System benötigte Signalverarbeitung und letztendlich ein kausales Steuerungsgesetz. Die Gesamtheit dieser Elemente wird nachfolgend als aktives Gesamtsystem bezeichnet und bildet somit die Grundlage der aufgestellten Forschungshypothese, nach der ein System durch eine Gesamtsystemmodellierung ausgelegt werden muss.

## 5.2 Modellierung des aktiven Gesamtsystems

In Kapitel 2 sind die bestehenden Differenzen zwischen der Simulation bzw. Auslegung eines aktiven Systems und experimentellen Vermessung aufgezeigt worden. Aus der Analyse des Standes des Wissens sind in Abbildung 5.3 die Parameter, welche die Störgrößenreduktion einer Steuerung bestimmen, dargestellt. Einige dieser Faktoren werden durch die Aktuator- bzw. Sensorplatzierung beeinflusst und haben im Umkehrschluss, wie die Basishypothese dieser Dissertation behauptet, einen Einfluss auf die Aktuatorplatzierung.

Des Weiteren ist farblich kenntlich gemacht, wo sich die Hypothesen dieser Arbeit in das erarbeitete Konzept eingliedern.

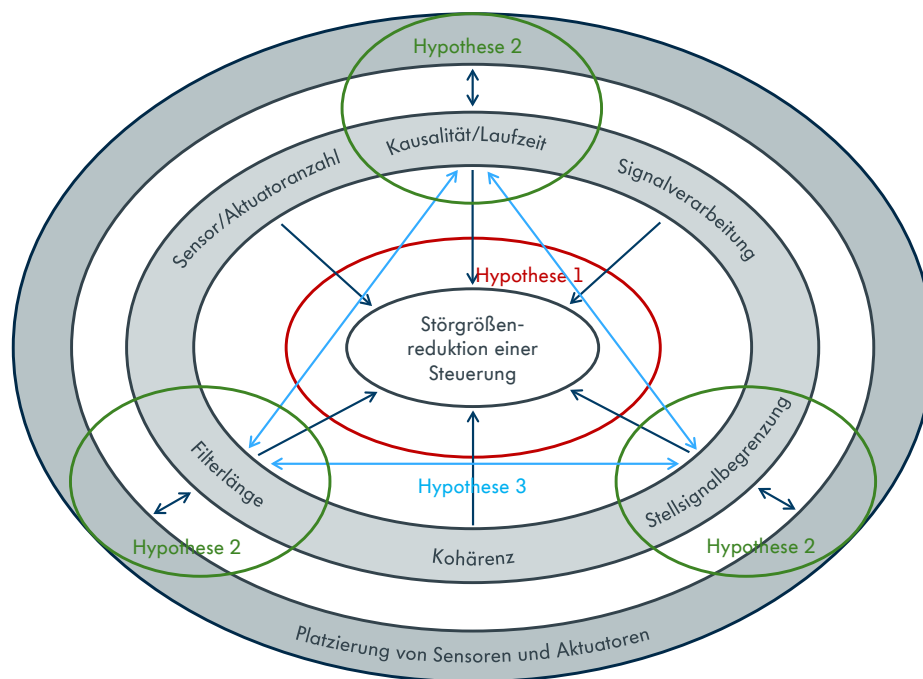


Abbildung 5.3: Zielstellung der Gesamtsystemmodellierung mit Bezug zu den Forschungshypothesen

Das Ziel der Gesamtsystemmodellierung ist die Reduktion der adressierten Störgröße. Die Störgrößenreduktion wird durch die vorhandenen Laufzeiten in Verbindung mit der Kausalitätsbedingung, die Signalverarbeitung, die Stellgrößenbegrenzung, die Kohärenz, die Filterlänge und das Verhältnis der Anzahl der Aktuatoren zur Anzahl an Sensoren beeinflusst. Diese Faktoren nehmen direkt Einfluss auf die Störgrößenreduktion eines Steuerungssystems. Bei einer Steuerungsauslegung für eine gegebene

Aktuator- und Sensorplatzierung kann die Filterlänge z.B. anhand der Impulsantworten bestimmt werden. Ebenfalls sind bei gegebener Aktuator- und Sensorplatzierung die Primär- und Sekundärlaufzeiten festgelegt und auch die Stellgrößenbegrenzung muss an die gegebene Störanregung angepasst werden.

Bei der Optimierung der Aktuator- und Sensorpositionen können diese aufgezählten Faktoren nicht inhärent optimiert werden, da die Positionen der Aktuatoren und Sensoren noch nicht bekannt sind. In technischen Problemstellungen für aktive Systeme ist in der Regel eine Kostenobergrenze vorgegeben, d.h. im Kontext einer Steuerung sind die Anzahl an verfügbaren Sensoren und Aktuatoren und die Leistungsfähigkeit der digitalen Signalverarbeitung durch eine Kostengrenze eingeschränkt. Die Zielstellung ist demnach, ein optimiertes System im gegebenen Kostenrahmen auszulegen. Genau diese Problemstellung kann mit Hilfe der Gesamtsystemmodellierung adressiert werden. Dazu wird in Hypothese 1 zunächst untersucht, wie die einzelnen Steuerungsparameter die Störgrößenreduktion beeinflussen, um ein grundlegendes Verständnis der Parameterabhängigkeiten zu schaffen. In Hypothese 2 wird die Rückwirkung der Filterlänge, der Laufzeiten bzw. der Kausalitätsbedingung und der Stellgrößenbegrenzung auf die Sensor- und Aktuatorplatzierung untersucht. Dadurch werden Fragen, ob die gewählte Filterlänge einen Einfluss auf die Aktuatorposition nimmt, oder wie stark der Einfluss der Kausalitätsbedingung auf die Aktuatorplatzierung ist, beantwortet. Nach der isolierten Betrachtung der Filterlänge, der Kausalität und der Stellsignalbegrenzung stellt sich in Hypothese 3 die Frage, ob die Parameter unabhängig voneinander Einfluss auf die Sensor- und Aktuatorplatzierung nehmen. Hypothese 4 adressiert die Störgrößenreduktion selbst, die in der bisherigen Literatur nicht zuverlässig durch Simulationen vorhergesagt werden konnte und durch die Gesamtsystemmodellierung präziser vorhergesagt werden soll.

Im Rahmen dieser Arbeit wird die Gesamtsystemmodellierung an aktiven Vibrationsreduktionssystemen untersucht. Dies ist jedoch keine Einschränkung der Anwendbarkeit der Gesamtsystemmodellierung. Je nach gewählter Störgröße (z.B. Schalldruck bei ANC-Systemen oder Schallleistung bei ASAC-Systemen) können die Parameter (Filterlänge, Laufzeiten, Frequenzbereich) in unterschiedlichen Wertebereichen schwanken, jedoch sind immer die gleichen Parameter für die Störgrößenreduktion verantwortlich und können somit die Aktuator- und Sensorplatzierung beeinflussen.

Im Rahmen der Literaturrecherche (vgl. Abschnitt 4.2) wurde die prozesskettenorientierte Auslegung aktiver Systeme bereits vorgestellt. Nur diese Art der Auslegung erfüllt die Anforderungen an eine Gesamtsystemmodellierung. Am DLR besteht bereits eine Prozesskette zur Auslegung von aktiven Systemen. Zunächst soll eine Analyse der

bestehenden Prozesskette durchgeführt werden, um wichtige Elemente, die zur Abbildung der gezeigten Einflussfaktoren nötig sind, ergänzen zu können.

### 5.2.1 Analyse der bestehenden Prozesskette

Die ASAC-Prozesskette ist eine Reihe eigenständiger Module, welche den gesamten Pfad des aktiven Systems abbilden soll. Übergeordnet ist die genetische Optimierung, die als Optimierungsmethode die einzelnen Module aufruft und verknüpft.

Eine grundlegende Beschreibung der ASAC-Prozesskette ist in [81] gegeben. Als Optimierungsmethode wird ein genetischer Algorithmus verwendet, welcher dem Stand des Wissens entsprechend ist. Er basiert auf der Open Source Toolbox zur genetischen Optimierung der Sheffield University, welche in MatLab<sup>®</sup> implementiert ist [23], [22]. Eine kurze Einführung des verwendeten genetischen Algorithmus ist in 3.4 gegeben.

An dieser Stelle wird auf die zu optimierenden Parameter eingegangen. Für den Beweis der Hypothesen dieser Arbeit müssen zunächst die Optimierungsparameter analysiert und anschließend die Zielfunktionsberechnung, die auf Basis einer Steuerung erfolgt, diskutiert werden.

In der bestehenden Prozesskette sind ausschließlich die Aktuatorpositionen optimiert worden. Für AVC Systeme entspricht diese Implementierung dem Stand des Wissens, jedoch bleibt die gegenseitige Abhängigkeit von Sensor- und Aktuatorposition [41], wie sie bereits für ANC-Systeme in der Optimierung implementiert ist, damit unberücksichtigt. Die in dieser Arbeit adressierten Fragestellungen erfordern nicht zwangsweise die Betrachtung einer gleichzeitigen Optimierung von Sensoren und Aktuatoren, jedoch ist im Hinblick auf zukünftige Forschungsarbeiten die Implementierung einer gleichzeitigen Optimierung erforderlich. Eine Begründung hierfür ist die Auslegung optimierter AVC Systeme, welche auch die Schallabstrahlung von Systemen positiv beeinflussen können, wie z.B. in [53] dargestellt. Verallgemeinert kann gesagt werden, dass Steuerungssysteme, die auf lokaler Störgrößenreduktion basieren, jedoch eine globale Metrik (globale Vibrationsreduktion, Schallleistung) adressieren, mit einer gleichzeitigen Sensor- und Aktuatoroptimierung ausgelegt werden müssen (vgl. Abschnitt 4.6).

In Bezug auf die Auslegung von Steuerungssystemen auf globale Metriken, steht auch die Hypothese 4, die die Vorhersagegenauigkeit der Prozesskette adressiert. Die lokale Störgrößenreduktion hat Auswirkungen auf die maximal erreichbare globale Störgrößenreduktion, wie schon in Abschnitt 4.5 beschrieben ist.

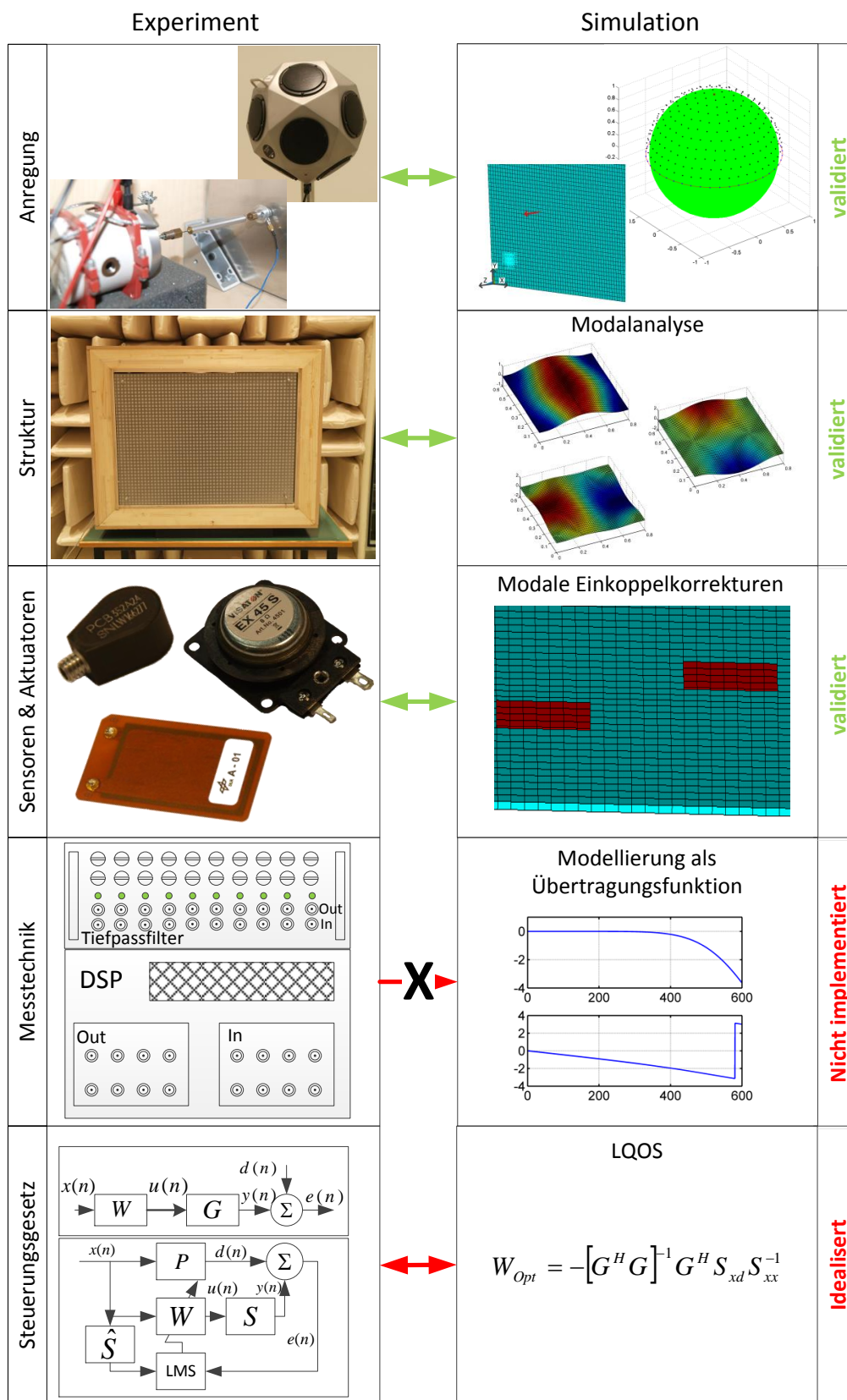


Abbildung 5.4: Darstellung der im Experiment eingesetzten Elemente des aktiven Systems und deren Abbildung in der Simulation

In Abbildung 5.4 ist dargestellt, welche Elemente einer im Experiment implementierten Steuerung bereits in der Simulation abgebildet sind und an welcher Stelle eine Erweiterung der Prozesskette notwendig ist. Die Modellbildung der Struktur wird über die Moden und Eigenfrequenzen einer FE-Analyse oder einer experimentellen Modalanalyse durchgeführt. Diese Methode ist im Stand des Wissens weit verbreitet und wird demnach als valide angesehen. Eine Analyse der Modellqualität im Vergleich zur experimentellen Messung wird gesondert in Abschnitt 5.4.1 durchgeführt.

Innerhalb der Prozesskette können durch die Vorgabe eines Kräftefeldes an den Knotenpunkten des Modells verschiedene Anregungen vorgegeben werden. Von der Punktkraftanregung über die Diffusfeldanregung bis hin zur Anregung durch eine turbulente Grenzschicht sind alle stochastischen, stationären Anregungsarten möglich. Im Rahmen dieser Arbeit werden Punktkraftanregungen verwendet, da sie einfach zu realisieren sind und die aufgestellten Hypothesen reproduzierbar untersucht werden können. Die Annahme von Punktkräften schränkt jedoch nicht die Anwendbarkeit der Gesamtsystemmodellierung ein, sondern ermöglicht die Fokussierung auf die zu untersuchenden Elemente des Steuerungssystems, da komplexe Anregungsmodelle entfallen.

Auch die Einkopplung der zu platzierenden Aktuatorik konnte im Rahmen der Untersuchungen von [54] für Plattenstrukturen validiert werden. Voraussetzung für die korrekte Modellierung der Einkopplung der in der Dissertation betrachteten Piezoaktuatoren ist die feine Vernetzung der Grundstruktur. Diese Voraussetzung wird in den verwendeten Modellen erfüllt, wie später in Abschnitt 5.4.1 gezeigt ist. Ausführliche Betrachtungen zur Modellierung der Einkopplung sind in [107] zu finden und sollen hier nicht weiter aufgeführt werden. Die Festlegung auf Piezoaktuatorik ist durch hohe Integrierbarkeit, geringe Masse und geringe Laufzeit der Piezokeramik begründet und stellt ebenso keine Einschränkung der Allgemeingültigkeit der Gesamtsystemmodellierung dar, da verschiedene Aktortypen und deren Einkopplungsverhalten in die Prozesskette integriert werden können. Zudem zeigt [70], dass die Aktuatorposition einen größeren Einfluss als der verwendete Aktuatortyp hat. Sollte eine Modellbildung durch Eigenvektoren und Eigenfrequenzen nicht möglich sein, ist auch die experimentelle oder simulative Bestimmung einer FRF-Matrix möglich, welche als strukturelles Modell innerhalb der Prozesskette eingesetzt werden kann, wie z.B. in [55] gezeigt wird.

Wie bereits die Analyse im Stand des Wissens (vgl. Abschnitt 4.3) gezeigt hat, sind auch in der Prozesskette die dynamischen Eigenschaften der analogen und digitalen Signalverarbeitungselemente nicht berücksichtigt. Der Einfluss dieser Elemente auf die lokale Störgrößenreduktion soll im Rahmen dieser Dissertation untersucht werden und

muss in die Gesamtsystemmodellierung aufgenommen werden.

Für die Berechnung der Zielfunktion des genetischen Algorithmus wird in der vorhandenen Prozesskette eine LQOS eingesetzt, wie sie in Abschnitt 3.3.3 beschrieben ist. Die damit verbundenen Überschätzungen der Leistungsfähigkeit durch Missachtung von Randbedingungen (z.B. Kausalität) ist in den Abschnitten 1.2 und 4.3 diskutiert. Es muss demnach ein kausaler Steuerungsalgorithmus implementiert werden, welcher die technischen und physikalischen Randbedingungen einer Steuerung berücksichtigt. Die durchgeführte Analyse der bestehenden Prozesskette zeigt vier wesentliche Elemente, welche für die Gesamtsystemmodellierung eingeführt werden müssen:

1. Integration der Kausalitätsbedingung
2. Integration der Signalverarbeitungslaufzeiten der analogen und digitalen Signalverarbeitungseinheiten
3. Berücksichtigung der digitalen Implementierung der Steuerung (Filtergewichte)
4. Simultane Sensor- und Aktuatorplatzierung durch den genetischen Algorithmus

### 5.2.2 Integration der Kausalitätsbedingung

Zur Integration der Kausalitätsbedingung in die Prozesskette muss die in Abschnitt 3.3.4 beschriebene Zeitbereichsdarstellung der kausalen Optimalsteuerung in die bestehende Prozesskette integriert werden. Dazu werden die diskreten Zeitreihen mit der diskreten Fouriertransformation in den Frequenzbereich transformiert und dort mit den entsprechenden Übertragungsfunktionen gefiltert. Diese Vorgehensweise dient der Berechnung der gefilterten Referenzsignale, wie sie in Gleichung 3.12 beschrieben ist. Durch die Berechnung der kausalen Optimalsteuerung im Zeitbereich ist die Kausalitätsbedingung inhärent berücksichtigt, da für die Berechnung der Autokorrelationsmatrix nur der aktuelle Zeitschritt  $n$  und vergangene Zeitschritte berücksichtigt werden (vgl. Gleichung 3.10).

Die Prozesskette generiert die Übertragungsfunktion mit Hilfe der Eigenvektoren und Eigenfrequenzen jedoch nicht im diskreten Frequenzbereich, sondern im kontinuierlichen Frequenzbereich. Um die für die Steuerung relevanten Zeitsignale des Referenzsignals und der Fehlersignale zu berechnen, ist eine Transformation zwischen kontinuierlichem Frequenzbereich und diskretem Zeitbereich zu implementieren.

Die Transformation des diskreten Zeitsignals in den kontinuierlichen Frequenzbereich soll am Beispiel des Referenzsignals erfolgen.



Das Referenzsignal  $\mathbf{x}(n)$  wird im diskreten Zeitbereich mit der Abtastfrequenz  $F_s$  und der Länge  $L$  generiert. Um das Referenzsignal mit den kontinuierlichen FRF's zu transformieren, werden die FRF's im betreffenden Frequenzbereich von  $0\text{Hz}$  bis  $\frac{F_s}{2}\text{Hz}$  mit einer Auflösung von

$$\Delta f = \frac{F_s}{L} \quad (5.1)$$

berechnet. Weiterhin wird das Referenzsignal  $\mathbf{x}(n)$  mit Hilfe der diskreten Fouriertransformation in den diskreten Frequenzbereich transformiert  $\mathbf{X}(\omega)$ . Um die im kontinuierlichen Frequenzbereich errechneten Stützstellen der FRF mit den diskreten Frequenzlinien des Referenzsignals  $\mathbf{X}(\omega)$  korrekt zu multiplizieren ist eine Skalierung mit dem Faktor  $N_{Sca}$  notwendig:

$$N_{Sca} = \frac{1}{L \cdot \Delta f}. \quad (5.2)$$

Dieser Skalierungsfaktor resultiert aus der Approximation der kontinuierlichen Fouriertransformation mit der diskreten Fouriertransformation in MatLab<sup>®</sup>.

$$\begin{aligned} X(\omega) &= \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-i\omega t} dt \\ &\approx \int_0^T x(t) e^{-i\omega t} dt \\ &\approx \sum_{n=0}^{L-1} x\left(T \frac{n}{L}\right) e^{-i\omega T \frac{n}{L}} \frac{T}{L} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Durch einsetzen von  $\Delta t = \frac{T}{L}$ ,  $\Delta\omega = \frac{\Omega}{L}$  und  $\omega = k\Delta\omega$  in Gleichung 5.3 kann folgender Zusammenhang formuliert werden.

$$X(k\Delta\omega) \approx \Delta t \sum_{n=0}^{L-1} x(n\Delta t) e^{-ik\Delta\omega\Delta t n}. \quad (5.4)$$

Durch die Kopplung der Frequenzauflösung und der Zeitschrittweite mit  $\Delta\omega\Delta t = \frac{2\pi}{L}$ , kann folgende Approximation der kontinuierlichen Fouriertransformation durch die diskrete, in MatLab<sup>®</sup> implementierte, Fouriertransformation vorgenommen werden;

$$X(k\Delta\omega) \approx \Delta t \cdot \sum_{n=0}^{L-1} x(n\Delta t) e^{-2\pi i \frac{kn}{L}}, 0 \leq k \leq L-1, \quad (5.5)$$

in der der Faktor  $\Delta t$  dem Skalierungsfaktor  $N_{Sca}$  in Gleichung (5.1) entspricht. Der restliche Teil der Gleichung (5.5) entspricht der diskreten Fouriertransformation, wie sie in MatLab<sup>®</sup> implementiert ist.

Durch Verwendung des Skalierungsfaktor  $N_{Sca}$  kann das zeit-diskrete Signal  $x(n)$  mit Hilfe der kontinuierlichen FRF's der Prozesskette transformiert werden, ohne dabei

einen Amplitudenfehler innerhalb der Prozesskette zu verursachen.

Die hier beschriebene Methodik kann natürlich auf alle anderen Signale, welche innerhalb der Prozesskette verarbeitet werden müssen, übertragen werden.

Durch die Möglichkeit die kontinuierliche Frequenzbereichsbeschreibung der Prozesskette in eine Diskrete zu überführen, kann die in Abschnitt 3.3.4 beschriebene diskrete Zeitbereichsimplementierung der kausalen Steuerung innerhalb der Prozesskette verwendet werden. Die Integration der Steuerungsparameter, die mit dieser Beschreibungsform möglich ist, ermöglicht es die Steuerungsrandbedingungen innerhalb der Aktuatorplatzierungsoptimierung zu berücksichtigen.

### 5.2.3 Integration der Signallaufzeiten

Die durchzuführende Gesamtsystemmodellierung bedingt die Integration der Signallaufzeiten in die Prozesskette. Dafür wird ein beispielhaftes Experimentalsystem analysiert und die Laufzeiten, die neben den Strukturwellenlaufzeiten das Verhalten einer Steuerung bestimmen, identifiziert und analysiert.

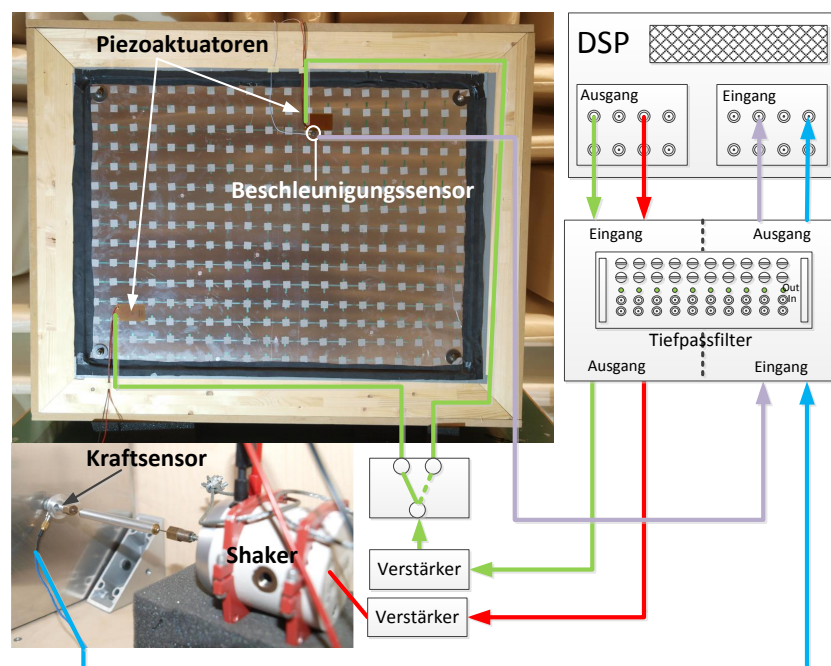


Abbildung 5.5: Beispiel eines AVC Systems mit Steuerung für eine Plattenstruktur

Um eine anschauliche Darstellung eines experimentell realisierten AVC Systems mit Steuerung zu geben, soll die Analyse beispielhaft an dem in Abbildung 5.5 gegebenen Versuchsstand gezeigt werden. Die wesentlichen Elemente eines Steuerungssystems

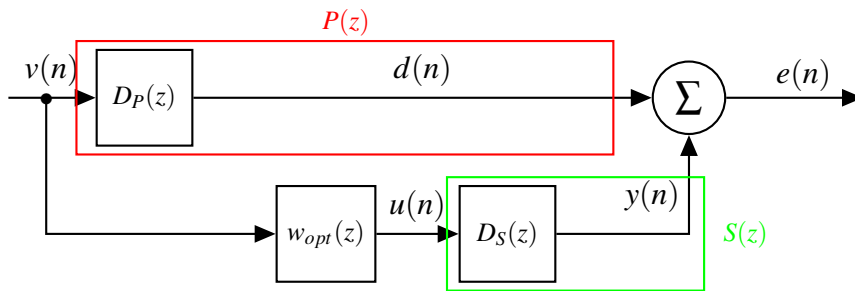


Abbildung 5.6: Blockschaltbild einer Steuerung

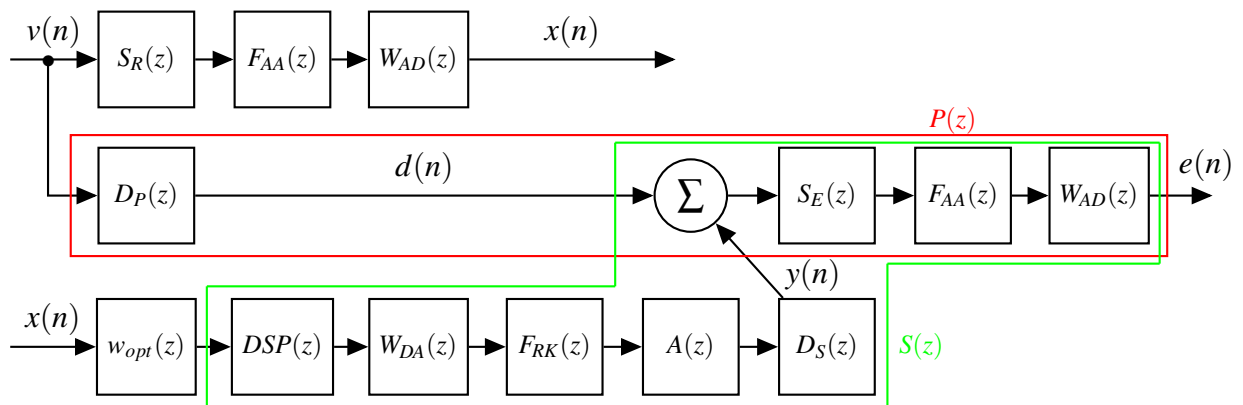


Abbildung 5.7: Blockschaltbild des experimentellen Primär- und Sekundärpfades

(vgl. Abschnitt 3.3.1) sind in diesem Beispiel durch das Referenzsignal des Kraftsensors, das Störsignal am Beschleunigungssensor, den Primärpfad von Kraftsensor zum Beschleunigungssensor und dem Sekundärpfad vom piezoelektrischen Aktuator zum Beschleunigungssensor gegeben. Die genannten Elemente sind in einem Blockschaltbild, welches an sich ein typisches Steuerungsschema darstellt, in Abbildung 5.6 visualisiert.

Die in der Literatur genannten Primär- und Sekundärpfade  $P(z)$  und  $S(z)$  bestehen lediglich aus den Übertragungsgliedern der strukturellen Übertragungspfade. Für eine technische Umsetzung sind analoge und digitale Signalverarbeitungselemente zu integrieren.

Im Blockschaltbild 5.7 sind diese Signalverarbeitungselemente ergänzt. Die Pfade  $P(z)$  und  $S(z)$  bestehen, im Gegensatz zum Stand des Wissens (vgl. Abschnitt 4.3), nun nicht mehr nur aus den Übertragungsgliedern  $D_P(z)$  bzw.  $D_S(z)$ , sondern zusätzlich aus Filterdynamiken (Anti-Aliasing  $F_{AA}(z)$  oder Rekonstruktionsfilter  $F_{RK}(z)$ ), der DSP-Dynamik  $DSP(z)$ , Sensordynamiken  $S_E(z)$  und Verstärkerdynamiken  $A(z)$ .

Zunächst soll die Dynamik, im Speziellen die Laufzeit, der Signalverarbeitungselemente untersucht werden. Unter der Annahme, dass der typische Anwendungsbereich ak-

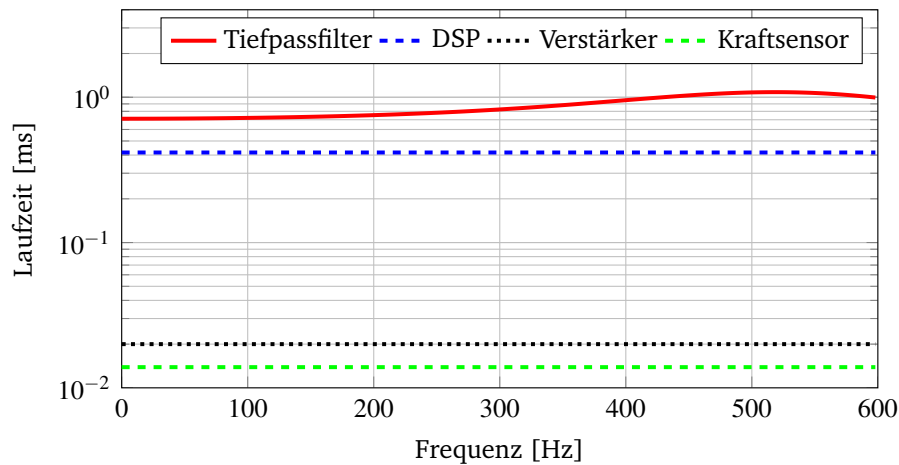


Abbildung 5.8: Vergleich der Laufzeiten der Signalverarbeitungselemente für eine Abtastfrequenz von 1200 Hz

tiver Lärm- und Vibrationsreduktionsmaßnahmen im Bereich bis maximal 1 kHz liegt, sind die Laufzeiten der Signalverarbeitungselemente in Abbildung 5.8 verglichen. Es ist deutlich zu erkennen, dass die Laufzeiten von Tiefpassfilter und DSP, die des Kraftsensors und des Verstärkers dominieren. Die Laufzeiten des verwendeten Sensors und des verwendeten Verstärkers können dementsprechend vernachlässigt werden<sup>1</sup>.

Für einen DSP mit gegebener Abtastfrequenz  $F_s$  kann eine konstante Laufzeit angenommen werden. Nach [31] ist diese Laufzeit mit der halben Abtastzeit anzunehmen. Versuche mit einem Echtzeitsystem (dSpace DS1006) zeigen jedoch, dass die Laufzeit des DSP abhängig von dessen Rechenauslastung ist. Das heißt, wenn z.B. ein MIMO System berechnet wird, das zudem noch pro Filter viele Gewichte aufweist, kann die Laufzeit bis zur Abtastzeit  $T_s$  ansteigen. Deswegen wird in der Prozesskette eine variable Laufzeit integriert.

Die Laufzeiten der analogen Filter müssen innerhalb der Prozesskette durch digitale Tiefpassfilter nachgebildet werden. Die Nachbildung des Frequenzgangs von analogen Elementen durch ein digitales Filter ist nur durch eine Überabtastung zu realisieren [44, Seite 161]. Im Rahmen dieser Arbeit werden ausschließlich Butterworth Tiefpassfilter 4. Ordnung verwendet. Für diese Filter ist die Phasenlaufzeit im Experiment bestimmt worden (vgl. Abschnitt A.1) und durch digitale Filter nachgebildet (vgl. Matlab® Filter design toolbox [83]). Die Nachbildungsqualität kann der Abbildung 5.9

<sup>1</sup>Diese Aussage ist nicht allgemeingültig, da im Rahmen dieser Arbeit nur die verwendeten Sensoren und Verstärker überprüft wurden. Jedoch sind die Laufzeiten analoger Verstärker, wie sie sowohl zur Leistungsverstärkung als auch Sensorsignalverstärkung eingesetzt werden, für den hier adressierten Frequenzbereich in der Regel sehr klein gegenüber den Laufzeiten der Tiefpassfilter.

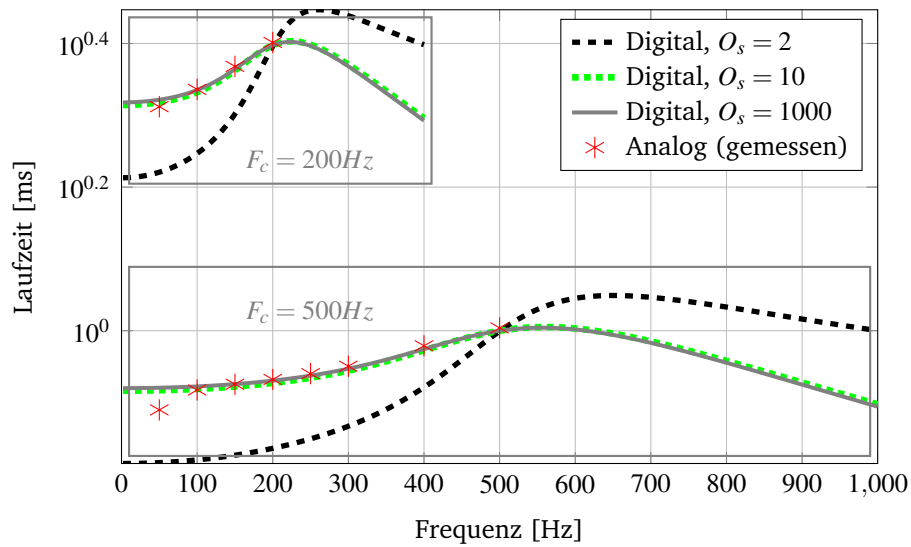


Abbildung 5.9: Vergleich der gemessenen Laufzeiten der analogen Tiefpassfilter und der digital rekonstruierten Filter bei verschiedenen Grenzfrequenzen  $F_C$

entnommen werden. Für eine Überabtastrate  $O_s$  von 10 werden die Laufzeiten verlässlich abgebildet. Die hier eingeführte Festlegung auf Butterworth-Tiefpassfilter 4. Ordnung ist dabei nicht als Einschränkung zu verstehen, da die Möglichkeit besteht, diverse Filtertypen mit der Prozesskette abzubilden und mit einer variierbaren Überabtastrate zu simulieren.

Die hier beschriebene Integration des digitalen Filters in die Gesamtsystemmodellierung erfordert natürlich die Kenntnis, welches analoge Filter später im Experiment realisiert werden soll.

#### 5.2.4 Simultane Optimierung von Sensoren und Aktuatoren

Für eine simultane Optimierung von Sensoren und Aktuatoren ist die Kodierung des Optimierungsproblems innerhalb des Genoms um die Sensorposition zu erweitern. Die Sensorpositionen werden genau wie die Aktuatorpositionen mit ihrer x- und y-Position im Genom kodiert. Dies lässt eine kontinuierliche Platzierung der Elemente durch die genetische Optimierung zu. Für komplexere Strukturen, bei denen eine analytische Beschreibung der Struktur nicht möglich ist, kann die genetische Optimierung auch auf ein gegebenes Platzierungsnetz angewendet werden. In diesem Fall wird jedem möglichen Platzierungsort ein Index zugewiesen und nur noch die Indexpositionen im Genom kodiert.

Die Erweiterung der Optimierung um die Sensorpositionen kann zum einen durch die

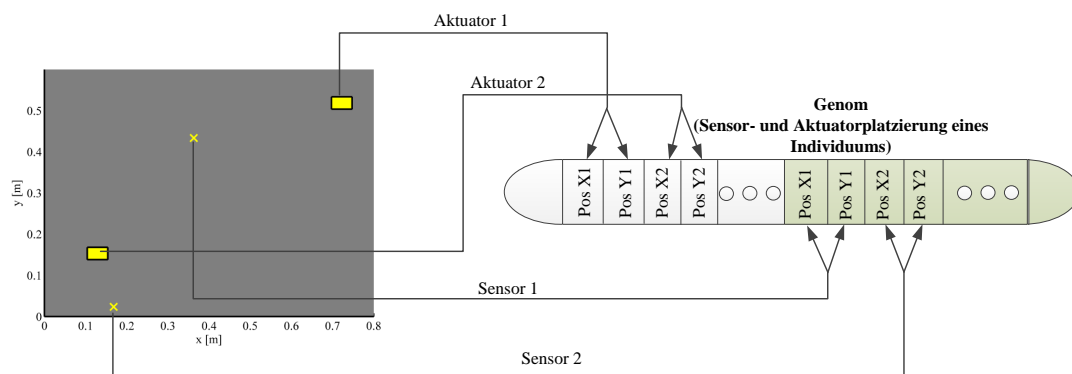


Abbildung 5.10: Kodierung der Sensor- und Aktuatorpositionen in einem Genom

Einführung eines zweiten Genoms erfolgen oder durch die Erweiterung des ersten Genoms um die Sensorpositionen. In der vorliegenden Arbeit wird das erste Genom um die Sensorpositionen erweitert. Die Zusammensetzung des Genoms ist anschaulich in Abbildung 5.10 dargestellt.

Eine Erweiterung des genetischen Algorithmus über die Neukodierung des Genoms für die Sensor- und Aktuatorposition hinaus, erfolgt in dieser Dissertation nicht. Eine Beschreibung der hier verwendeten genetischen Operatoren ist in Abschnitt 3.4 gegeben.

## 5.3 Analysemethodik zur Auswertung der Aktuatorplatzierung und der Störgrößenreduktion

### 5.3.1 Leistungsfähigkeit einer Steuerung

Die Integration der technischen und physikalischen Steuerungsrandbedingungen in die Gesamtsystemmodellierung erfordert den Aufbau einer geeigneten Analysemethodik zum Verständnis der komplexen Zusammenhänge.

Zunächst müssen Metriken der Leistungsfähigkeit einer Steuerung eingeführt werden, welche auf den Signalen der Fehlersensoren basieren. In der Fachliteratur findet häufig das Autoleistungsdichtespektrum  $\Phi_{xx}$  der Fehlersensoren als Bewertungskriterium im Frequenzbereich Anwendung, deswegen wird auch in dieser Dissertation darauf zurück gegriffen. Für diskrete Zeitsignale wird die Abschätzung des Autoleistungsdichtespektrums nach Welch vorgenommen und durch die MatLab<sup>®</sup> Funktion *pwelch()* realisiert [4]. Das Leistungsspektrum ergibt sich aus dem Quadrat der DFT mit an-

schließender Normierung auf die Abtastfrequenz  $F_S$  und die Linienanzahl  $N_L$ .

$$\Phi_{xx}(f) = \frac{1}{N_B} \sum_{n=1}^{N_B} \left[ \frac{1}{N_L F_S} |X_d(2\pi f)|^2 \right] \quad (5.6)$$

Bei der Abschätzung der Autoleistungsdichte nach Welch wird das Zeitsignal in mehrere Blöcke der Länge  $N_L$  aufgeteilt, um das Autoleistungsdichtespektrum über die Anzahl  $N_B$  der Blöcke zu mitteln. Dazu wird jeder Block vorher mit einer Fensterfunktion beaufschlagt, wobei der damit einhergehende Informationsverlust durch eine Überlappung der Blöcke vermieden werden soll [96]. Die verwendeten Parameter der Autoleistungsdichteschätzung mit *pwelch()* sind im Abschnitt A.2 beschrieben, wobei die Anzahl der Mittelungen von der Länge des Zeitsignals abhängig sind. Weiterführende Informationen sind in [122] gegeben. Für den Fall mehrerer Fehlersignale wird zunächst für jedes Signal separat die Autoleistungsdichte geschätzt und anschließend über alle Fehlersignale gemittelt.

$$\tilde{\Phi}_{xx}(f) = \frac{1}{L} \sum_{n=1}^L \Phi_{xx,n}(f) \quad (5.7)$$

Die Ermittlung der Gesamtleistung des Fehlersignals bzw. der Fehlersignale erfolgt durch die mit der Frequenzauflösung gewichtete Summation von  $\Phi_{xx}$  bzw.  $\tilde{\Phi}_{xx}$  :

$$\Phi_{Tot} = \Delta F \sum_{n=0}^{N_L-1} \Phi_{xx}(n\Delta F) \quad (5.8)$$

Für die Leistungsfähigkeit der Steuerung wird der Gesamtleistungspegel der Fehlersignale im ungesteuerten Fall vom Gesamtleistungspegel im gesteuerten Fall abgezogen. Da es sich in der vorliegenden Arbeit um Vibrationssensoren (Geschwindigkeit, Beschleunigung) handelt, wird das Kürzel  $_{vib}$  eingeführt:

$$L_{\Delta vib} = 10 \cdot \log_{10} \left( \Phi_{Tot}^{On} \right) - 10 \cdot \log_{10} \left( \Phi_{Tot}^{Off} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\Phi_{Tot}^{On}}{\Phi_{Tot}^{Off}} \right) \quad (5.9)$$

Die schmalbandige Auswertung für Leistungsfähigkeit erfolgt identisch mit den frequenzabhängigen Leistungsspektren  $\Phi_{xx}(f)$  bzw. für mehrere Fehlersignale mit  $\tilde{\Phi}_{xx}(f)$ :

$$L''_{\Delta vib}(f) = 10 \cdot \log_{10} \left( \Phi_{xx}^{On}(f) \right) - 10 \cdot \log_{10} \left( \Phi_{xx}^{Off}(f) \right) = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{\Phi_{xx}^{On}(f)}{\Phi_{xx}^{Off}(f)} \right) \quad (5.10)$$

Durch die hier getroffenen Festlegungen ist eine Reduktion der Störgröße immer mit einem negativen und eine Verstärkung der Störgröße mit einem positiven Vorzeichen verbunden.

In den folgenden Kapiteln werden Störgrößenreduktionen häufig in Terzbändern ausgewertet, da hier ein genauerer Einblick in die Störgrößenreduktion über dem adressierten Frequenzbereich möglich und dennoch eine Übersichtlichkeit vorhanden ist, die bei einer schmalbandigen Analyse durch die vielen Resonanzüberhöhungen verloren gehen würde. Zudem werden die Terzbandreduktionen als Liniengrafiken dargestellt. Dem Autor ist bewusst, dass diese Darstellung nicht vollkommen korrekt ist, da sich die Störgrößenreduktion über der Breite des jeweiligen Terzbandes nicht ändert. Auf Grund der besseren Übersichtlichkeit und der besseren Vergleichbarkeit mehrerer Störgrößenreduktionen verschiedener Aktuatorplatzierungen wird diese Darstellung als vorteilhaft erachtet. Die Störgrößenreduktion eines jeden Terzbandes ist dann durch Symbole dargestellt.

### 5.3.2 Filtergüte

Die Implementierung einer Steuerung erfolgt in der vorliegenden Arbeit durch ein FIR-Filter. Das FIR-Filter muss die Impulsantwort der Primärstrecke und die inverse Impulsantwort der Sekundärstrecke abbilden. Für eine breitbandige Störgrößenreduktion ist hier die Abbildungsgenauigkeit von großer Bedeutung. Ein zu kurzes FIR-Filter kann ein komplettes Abklingen der Impulsantwort nicht abbilden und verringert somit die Leistungsfähigkeit des Systems. In dieser Arbeit soll der Begriff der Filtergüte  $F_{QU}$  eingeführt werden, die wie folgt definiert ist:

$$F_{QU} = \frac{\sum_{n=1}^N |W_{opt}(n)|}{\sum_{n=1}^{N_R} |W_{opt}(n)|} \cdot 100 \quad (5.11)$$

Mit Hilfe der Filtergüte wird ein gegebener Optimalfilter der Länge  $N$  ins Verhältnis zu einem Referenzoptimalfilter der Länge  $N_R$  gesetzt. Die Filtergüte gibt den prozentualen Anteil der mit dem Optimalfilter abgebildeten Impulsantwort im Vergleich zum Referenzoptimalfilter in Prozent an; wobei die Länge des Referenzoptimalfilters entsprechend groß gewählt werden sollte.

### 5.3.3 Aktuierbarkeit

In dieser Arbeit wird neben dem klassischen Steuerbarkeitskriterium nach Gram [80] ein weiteres Kriterium zur Analyse der Einkopplung der Aktuatoren in die Struktur eingeführt, die Aktuierbarkeit.



Die Aktuierbarkeit wird anhand der Übertragungsfunktion von Aktuator zu Sensor gebildet und beschreibt somit die Wirkung des Aktuators auf den Sensor. Dies ist insofern ein Unterschied zu den Steuer- und Beobachtbarkeitskriterien nach Gram, als dass das Zusammenspiel des Aktuators und Sensors betrachtet wird, und nicht die Wirkung des Aktuators auf die Zustandsvariablen bzw. der Zustandsvariablen auf die Sensoren (vgl. Abschnitt 3.5).

Die Aktuierbarkeit wird in dieser Arbeit wie folgt definiert:

$$AB = \sum_{i=\Delta f}^{F_s/2} |T_F(f)|. \quad (5.12)$$

Die Summation des Amplitudengangs der Transferfunktion  $T_F$  beginnt in dieser Definition nicht bei 0 Hz, sondern bei der ersten Frequenzlinie bei  $\Delta f$  Hz, um den Gleichanteil in der Aktuierbarkeit unberücksichtigt zu lassen.

Für die Evaluation der Mehrgrößensysteme wird Gleichung 5.12 erweitert:

$$AB = \sum_{x=1}^L \left\{ \sum_{y=M}^K \left[ \sum_{z=\Delta f}^{F_s/2} |T_{F,xy}(f)| \right] \right\} \quad (5.13)$$

Hierbei beschreibt die  $T_{F,xy}$ , die Transferfunktion vom Aktuator  $y$  zum Sensor  $x$ .

### 5.3.4 Laufzeitanalyse

Die Ermittlung der Laufzeiten der Sekundär- und Primärstrecke soll in diesem Abschnitt vorgestellt werden. Zum einen wird die Berechnung der Laufzeit aus dem Phasengang des Allpassanteils (laufzeitrelevanter Anteil einer Übertragungsfunktion) und zum anderen eine analytische Näherung vorgestellt.

Die Berechnung der Gruppenlaufzeit kann mit Hilfe des Phasengangs erfolgen, durch Ableitung der Phase nach der Frequenz.

$$\tau_D(j\omega) = -\frac{d\phi(j\omega)}{d\omega} \approx -\frac{\phi(j\omega_2) - \phi(j\omega_1)}{\omega_2 - \omega_1} \quad (5.14)$$

Eine Näherung der Ableitung kann durch den Differenzenquotienten ermittelt werden. Die Gruppenlaufzeit wird normalerweise zur Laufzeitermittlung von Filterelementen verwendet, da diese in der Regel eine geringe Ordnung und sehr glatte Phasengänge aufweisen. Die Anwendung auf Transferfunktionen einer schwach gedämpften Aluminiumplatte würde extreme Laufzeitspitzen aufweisen, aufgrund der Phasensprünge durch Resonanzen und Nullstellen. Aus diesem Grund wird in dieser Arbeit auf die

Zerlegung der Transferfunktion in einen minimalphasigen Teil und einen Allpassanteil zurückgegriffen [31, Seite 127].

$$G(j\omega) = G_{min}(j\omega) \cdot G_{all}(j\omega) \quad (5.15)$$

Diese Methodik erlaubt die Aufspaltung der Übertragungsfunktion in Laufzeiteffekte (Allpassanteil) und die Strukturdynamik, welche im minimalphasigen Teil enthalten ist. Probleme mit hohen Phasensprüngen im Phasengang des Allpassanteils sollten so vermieden werden können. Lediglich bei Systemen mit nicht-minimalphasigen Nullstellen<sup>2</sup> kommt es auch im Allpassanteil zu Phasensprüngen, da die nicht-minimalphasigen Nullstellen durch doppelte Pole im Allpassanteil korrigiert werden müssen. Die Berechnung des Allpassanteils einer SISO-Transferfunktion kann durch die in [31, Seite 130] beschriebene Methode durchgeführt werden.

$$G_{min}(j\omega) = \exp(FFT[2c(n)IFFT\{\ln(|G(j\omega)|)\}]), \quad (5.16)$$

Anschließend kann der Allpassanteil über Gleichung 5.17 berechnet werden.

$$G_{all}(j\omega) = \frac{G(j\omega)}{G_{min}(j\omega)} \quad (5.17)$$

Eine Näherung der Sekundär- und Primärlaufzeiten kann durch die analytische Berechnung der Strukturwellenlaufzeit zuzüglich der Filterlaufzeiten ermittelt werden. Dabei kann die Strukturwellenlaufzeit durch die Biegewellenlaufzeit der unendlichen Platte abgeschätzt werden. Dazu wird in dieser Arbeit die Näherungslösung der Biegewellengeschwindigkeit nach Möser [89, Seite 135] verwendet

$$c_b \approx 1.35 \cdot \sqrt{h \cdot c_l \cdot f}, \quad (5.18)$$

wobei  $h$  die Plattenstärke,  $c_l$  die Longitudinal-Wellen-Geschwindigkeit eines Stabes gleichen Materials und  $f$  die Frequenz ist. Für  $c_l$  wird in dieser Arbeit  $5200 \frac{m}{s}$  angenommen, wie in [89, Seite 136] angegeben. Die Biegewellenlaufzeit kann dann über die Distanz von Erregung zum Sensor  $s_{Err \rightarrow Sen}$  und die Biegewellengeschwindigkeit ermittelt werden

$$\tau_b = \frac{s_{Err \rightarrow Sen}}{c_b}. \quad (5.19)$$

Anschließend muss die ermittelte Biegewellenlaufzeit noch um die entsprechenden Filter- und DSP-Laufzeiten ergänzt werden, wie in Abbildung 5.7 gezeigt ist.

<sup>2</sup>Nicht-minimalphasige Nullstellen sind in der diskreten Signalverarbeitung Nullstellen außerhalb des Einheitskreises. Bei der Invertierung der Sekundärstrecke können diese nicht-minimalphasigen Nullstellen dann zu instabilen Polen werden. Nur durch zusätzliche Verzögerungen kann dann eine Inverse angenähert werden [96].

## 5.4 Vorstellung der Teststruktur und Diskussion zur Übertragbarkeit der Ergebnisse

Die aufgestellten Hypothesen der Arbeit sollen an einer Teststruktur sowohl in der Simulation, als auch im Experiment untersucht werden. Aus Gründen der Reproduzierbarkeit der Ergebnisse dieser Arbeit wird eine einfache ebene Plattenstruktur aus Aluminium verwendet, welche an ihren vier Eckpunkten mit einem Versatz von 35mm in x- und y- Richtung gelagert ist. Die Platte ist in einem hölzernen Rahmen befestigt. Der verwendete Versuchsaufbau im CAD-Modell ist in Abbildung 5.11 dargestellt. Das

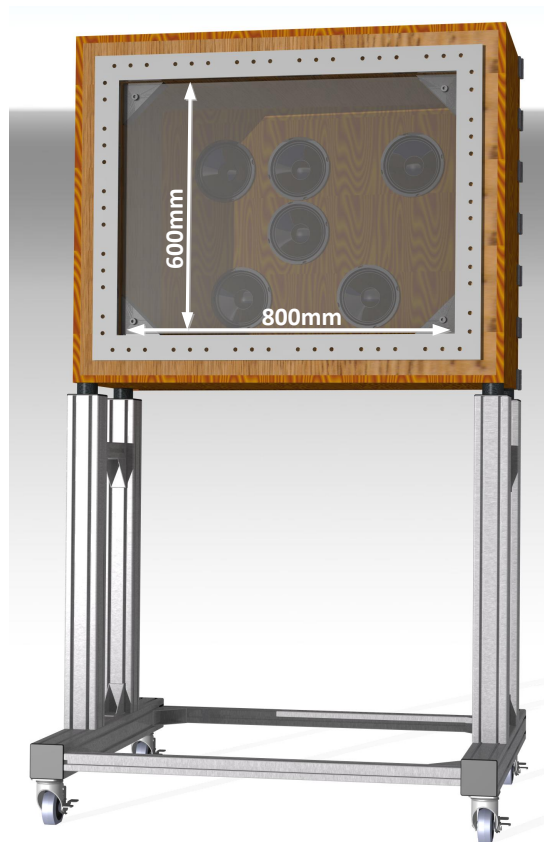


Abbildung 5.11: CAD-Modell des verwendeten Versuchstandes

Holzgestell ist auf einem fahrbaren Aluminiumgestell schwingungsentkoppelt gelagert. Die Entkopplung erfolgt über Elastomerlager, die zwischen dem Holzgestell und dem Item-Gestell angebracht sind. Die durch das Holzgestell gebildete Kavität kann durch Lautsprecher angeregt werden, welche aber in dieser Dissertation nicht zum Einsatz

kommen<sup>3</sup>. In den Ecken des Holzgestells sind Item-Verbindungswinkel eingeschraubt, die mit M8 Gewindestange ausgestattet sind. Auf diesen Gewindestangen wird die Aluminiumplatte gelagert, und zwar zwischen 2 M8 Muttern und 2 Unterlegscheiben.

Der Vorteil einer einfachen Aluminiumplatte ist die im Vergleich zu Faserverbunden, versteiften oder gekrümmten Strukturen, einfache Modellierung und die kostengünstige Erstellung vieler Teststrukturen.

Weiterhin soll mit dieser Arbeit ein grundlegendes Verständnis der Zusammenhänge zwischen Steuerungsparametern und Aktuatorplatzierung geschaffen werden, was durch eine komplexe Struktur zusätzlich erschwert werden würde. Aus der Sicht des Autors kann mit der Aluminiumplatte als Realisierungsbeispiel gezeigt werden, dass die Steuerungsparameter die Aktuatorplatzierung beeinflussen können und dass es somit wichtig ist diese in einer Auslegung zu berücksichtigen. Es lässt sich jedoch nicht beweisen, dass die später dargestellten Effekte für jede Struktur in der hier gezeigten Ausprägung vorhanden sind, dafür ist der betrachtete Parameterraum zu groß.

Die Aluminiumplatte hat im Frequenzbereich bis 600 Hz 35 Strukturmoden, was im Vergleich zur Literatur (für Balken z.B. [119], [125] oder Platten [73], [70]) eine hohe modale Dichte darstellt. Die Dämpfung der Aluminiumplatte wird durch Aufbringen einer Dämpfungsfolie (im Englischen: Constraint layer damping (CLD)) verändert. Ob eine Dämpfung wie z.B. bei Flugzeugen durch genietete Versteifungselemente (Reibflächen) auf Strukturebene entsteht, oder durch poröse absorbierende Materialien in Kavitäten bei ANC Systemen, spielt für die Auslegung einer Steuerung und des digitalen Filters keine Rolle, solange die Dämpfungsmaßnahmen die Linearität des Systems nicht beeinflussen. Auch die Auswahl der Aktuatorik und Sensorik spielt eher eine untergeordnete Rolle. Sie haben zwar einen Einfluss auf die Übertragungsfunktion durch ihre Filtercharakteristik (Tiefpass, z.B. Inertialshaker oder Hochpass, z.B. Piezokeramik), schlussendlich bedeuten aber auch sie nur eine Laufzeit und ein weiteres Filter. Dabei ist auch nicht das betrachtete System entscheidend (ANC, AVC), welches ja verschiedene Aktuatortypen (Lautsprecher oder Piezokeramiken) und Sensortypen (Mikrofone oder Beschleunigungssensoren), aber auch Übertragungsmedien (Luft oder Aluminium) bedingt, sondern vielmehr die resultierenden Übertragungsfunktionen. Diese bestimmen letztendlich die erforderlichen Laufzeiten und Filterlängen des auszulegenden Systems.

Sicherlich sind in ANC-Systemen höhere Laufzeitunterschiede möglich als in AVC-Systemen (z.B. in Klimarohren), da das Referenzsignal über größere Distanzen Apriori

---

<sup>3</sup>Eine akustische Anregung der Platte erschwert eine klare Laufzeitanalyse, da die Störung auf der gesamten Platte wirkt.

gemessen werden kann, diesem Umstand wird aber durch die Betrachtung kleinerer und größerer Laufzeitbereiche Rechnung getragen. Durch die bereits beschriebene Variation der Dämpfung, schwach gedämpfte blanke Aluminiumplatte und stärker gedämpfte, mit CLD beklebte Aluminiumplatte, ist aus systemtheoretischer Sicht eine sehr große Bandbreite an möglichen Transferfunktionen in den vorgestellten Untersuchungen abgedeckt.

Die Wahl einer simplen Aluminiumplatte ist also keine Einschränkung der hier aufgestellten Hypothesen auf dieses eine Beispiel, sondern erlaubt auch eine Übertragbarkeit auf andere technische Systeme. Als Beispiel sei ein ANC System genannt, welches in der Regel flachere Übertragungsfunktionen der Primär- und Sekundärstrecke aufweist. Das Fachbuch von Kuo und Morgan enthält beispielhafte Frequenzgänge für ein ANC System, die den flachen Frequenzgängen des stärker gedämpften Systems ähneln (vgl. Anhang A.4). Der adressierte Frequenzbereich eines ANC-Systems kann im Vergleich zum AVC-System variieren, jedoch resultieren daraus auch andere Abtastfrequenzen und Filtercharakteristiken. Dementsprechend sind die grundlegenden Erkenntnisse des Einflusses von Kausalität, der Filterlänge und der Überbestimmtheit auf Aktuatorplatzierungen, wenn auch mit unterschiedlichem Wertebereich (z.B. Laufzeiten), auf andere Systeme übertragbar.

Im Folgenden sollen die verwendeten Simulationsmodelle und die experimentelle Versuchsumgebung vorgestellt werden.

### 5.4.1 Simulationsmodelle

Die Modelle zur Sensor- und Aktuatoroptimierung werden entweder durch eine Finite Elemente (FE) Modellierung generiert oder experimentell gemessen. Zunächst soll die Modellbildung mittels FE beschrieben werden. Die an vier Punkten gelagerte Platte, welche für die grundlegenden Steuerungsuntersuchungen verwendet wird, ist mit Hilfe der FE-Software ANSYS<sup>TM</sup> modelliert. Die Lagerung wird durch Sperrung aller Freiheitsgrade eines Knoten realisiert und die Sperrung der Auslenkungsfreiheitsgrade der umgebenen Knotenpunkte. Nach Vernetzung der Struktur wird eine Modalanalyse der Struktur in ANSYS durchgeführt. Die resultierenden Eigenfrequenzen und massenormierten Eigenvektoren werden exportiert. Für den in dieser Arbeit adressierten Frequenzbereich bis 600 Hz werden die Moden bis 1200 Hz berechnet und exportiert. Der Export der Moden bis zur doppelten Steuerungsfrequenz ist durch die bessere Approximation der Frequenzgänge begründet, da für die Berechnung der Frequenzgänge keine statische Kondensation der höheren Moden durchgeführt wird, wie z.B. in [95]

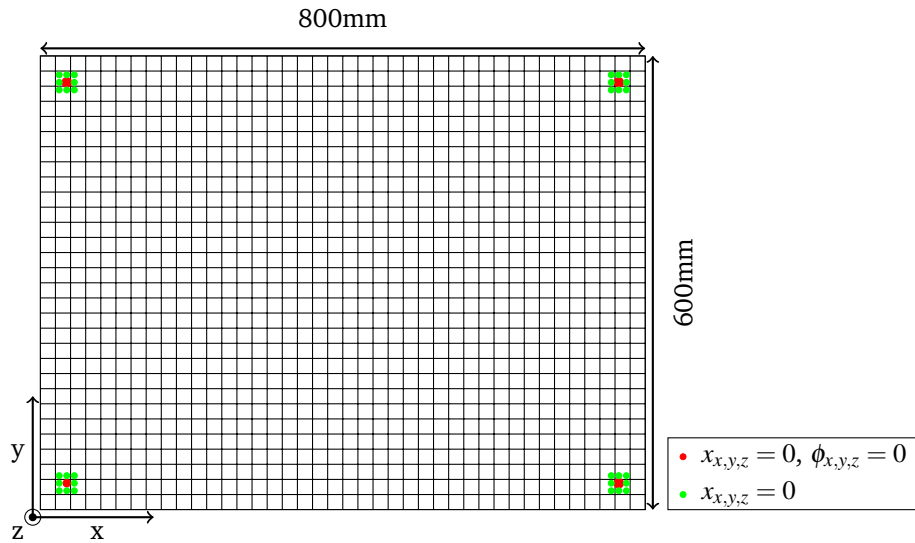


Abbildung 5.12: Schematische Darstellung des FE-Modells und der Lagerung

gezeigt ist. Die folgende Herleitung zeigt die Bildung der Übertragungsfunktionen innerhalb der Prozesskette, um die für die Steuerung nötigen Sekundärstrecken zur Verfügung zu stellen. Sie basiert auf dem Fachbuch von Preumont [104, Seiten 13-18], weshalb auf eine Referenzierung der einzelnen Gleichungen verzichtet wird. Die generelle Bewegungsgleichung eines diskretisierten, nicht-gyroskopischen dynamischen Systems lautet wie folgt:

$$\mathbf{M}\ddot{\mathbf{x}} + \mathbf{C}\dot{\mathbf{x}} + \mathbf{K}\mathbf{x} = \mathbf{f} \quad (5.20)$$

Dabei beschreibt  $\mathbf{M}$  die Massenmatrix,  $\mathbf{C}$  die Dämpfungsmatrix und  $\mathbf{K}$  die Steifigkeitsmatrix. Der Vektor  $\mathbf{x}$  beschreibt die Verschiebung, die erste Ableitung nach der Zeit  $\dot{\mathbf{x}}$  die Geschwindigkeit und  $\ddot{\mathbf{x}}$  die Beschleunigung.

Wird das dynamische System durch eine harmonische Kraft  $\mathbf{f} = \mathbf{F}e^{j\omega t}$  angeregt, antwortet es mit derselben Frequenz  $\mathbf{x} = \mathbf{X}e^{j\omega t}$ . Ein Einsetzen von Weg und Kraft in Gleichung 5.20 ergibt die folgende Beziehung:

$$\mathbf{M}(\mathbf{X}(j\omega)^2 e^{j\omega t}) + \mathbf{C}\mathbf{X}j\omega e^{j\omega t} + \mathbf{K}\mathbf{X}e^{j\omega t} = \mathbf{F}e^{j\omega t} \quad (5.21)$$

Durch Kürzen von  $e^{j\omega t}$  kann eine Beziehung zwischen dem komplexem Weg und der komplexen Kraft gebildet werden.

$$\mathbf{X} = \frac{1}{-\omega^2 \mathbf{M} + j\omega \mathbf{C} + \mathbf{K}} \cdot \mathbf{F} = \mathbf{G}(\omega) \cdot \mathbf{F} \quad (5.22)$$

Die Übertragungsfunktion  $\mathbf{G}(\omega)$  wird in der Prozesskette jedoch anhand der Moden und Eigenfrequenzen definiert. Dazu kann Gleichung 5.20 mit Hilfe von  $\mathbf{x} = \phi \mathbf{z}$  modal

transformiert werden.

$$\mathbf{M}\phi\ddot{\mathbf{z}} + \mathbf{C}\phi\dot{\mathbf{z}} + \mathbf{K}\phi\mathbf{z} = \mathbf{f} \quad (5.23)$$

Durch Multiplikation mit  $\phi^T$ , der Annahme von proportionaler Dämpfung und unter Ausnutzung der Orthogonalitätsbeziehungen

$$\phi^T \mathbf{M} \phi = \text{diag}(\mu_i) \quad (5.24)$$

und

$$\phi^T \mathbf{K} \phi = \text{diag}(\mu_i \omega_i^2) \quad (5.25)$$

lässt sich die Bewegungsgleichung in modaler Form schreiben:

$$\text{diag}(\mu_i)\ddot{\mathbf{z}} + \text{diag}(2\xi_i\mu_i\omega_i)\dot{\mathbf{z}} + \text{diag}(\mu_i\omega_i^2)\mathbf{z} = \phi^T \mathbf{f} \quad (5.26)$$

Unter der gleichen Annahme einer harmonischen Kraftanregung  $\mathbf{f} = \mathbf{F}e^{j\omega t}$ , wie für Gleichung 5.20, antwortet das modale System mit  $\mathbf{z} = \mathbf{Z}e^{j\omega t}$ . Mit Hilfe der Modaltransformation  $\mathbf{x} = \phi\mathbf{z}$  kann folgende Beziehung zwischen dem komplexen Weg und der komplexen Kraftanregung aufgestellt werden:

$$\mathbf{X} = \phi\mathbf{Z} = \phi \text{diag} \left( \frac{1}{-\mu_i (\omega_i^2 - \omega^2 + 2j\xi_i\omega_i\omega)} \right) \cdot \mathbf{F} = \mathbf{G}(\omega) \cdot \phi^T \mathbf{F} \quad (5.27)$$

Ein Vergleich von Gleichung 5.22 und 5.27 führt zur Definition der Übertragungsfunktion anhand der Eigenfrequenzen und Eigenvektoren:

$$\mathbf{G}(\omega) = \frac{1}{-\omega^2 \mathbf{M} + j\omega \mathbf{C} + \mathbf{K}} = \sum_{i=1}^n \left( \frac{\phi_i \phi_i^T}{-\mu_i (\omega_i^2 - \omega^2 + 2j\xi_i\omega_i\omega)} \right) \quad (5.28)$$

Mit Hilfe dieser Gleichung werden die Übertragungsfunktionen innerhalb der Prozesskette aus den massennormierten Eigenvektoren und Eigenfrequenzen gebildet. Die modale Dämpfung der einzelnen Moden wird durch eine experimentelle Modalanalyse am Versuchsstand ermittelt, welche in Anhang B.2 kurz beschrieben ist.

Ein Abgleich des Simulationsmodells mit den experimentell ermittelten Übertragungsfunktionen erfolgt im nächsten Abschnitt.

### 5.4.2 Experimentelle Versuchsumgebung

Die in dieser Arbeit durchgeführten experimentellen Untersuchungen werden im reflexionsarmen Raum des akustischen Transmissionsprüfstandes Braunschweig (ATB)

durchgeführt. Zur Erfassung der Schnelle an der Fehlersensorposition wird ein Laser-Scanning-Doppler-Vibrometer (LSDV) der Firma Polytec eingesetzt. Der Vorteil einer LSDV-Messung ist durch die berührungslose Messung gegeben, bei der die Struktur nicht durch einen zusätzlich aufgebracht Sensor beeinflusst wird. Zudem ist bei einer direkten Schnellmessung keine numerische Integration oder Ableitung nötig, die zusätzliche Fehlerquellen darstellen. In Abbildung 5.13 ist der Versuchsstand mit vorgelagertem LSDV-Scankopf abgebildet.



Abbildung 5.13: Frontalansicht des Versuchsstandes mit LSDV-Scankopf im ATB

Wie bereits im vorherigen Abschnitt erwähnt, ist die Aluminiumplatte zwischen zwei Unterlegscheiben und zwei Muttern gelagert. Vor jedem Versuch wurde mit einem Drehmomentenschlüssel das Anzugmoment von 15 Nm überprüft, um reproduzierbare Versuchsbedingungen herzustellen.

Für die experimentelle Realisierung der Steuerungen werden Piezoaktuatoren der Firma PI Ceramics verwendet. Diese werden per Vakuumverfahren auf die Aluminiumplatte geklebt, um die bestmögliche Anbindung zu gewährleisten. Beispielhaft ist ein Piezoflächenaktuator, welcher in dieser Arbeit Verwendung findet, in Abbildung 5.14 dargestellt. Neben dem Sensor und Aktuator werden weitere Signalverarbeitungselemente zum Aufbau der Steuerung benötigt. Die komplette Messkette vom Ausgang der digitalen Signalverarbeitung zurück bis zum Eingang ist in Abbildung 5.15 dargestellt.



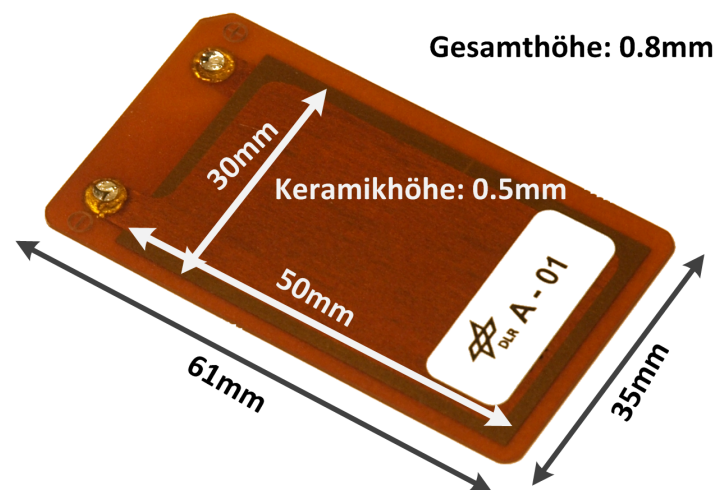


Abbildung 5.14: Piezoaktuator des Steuerungssystems, Typ DuraAct P-876.A15

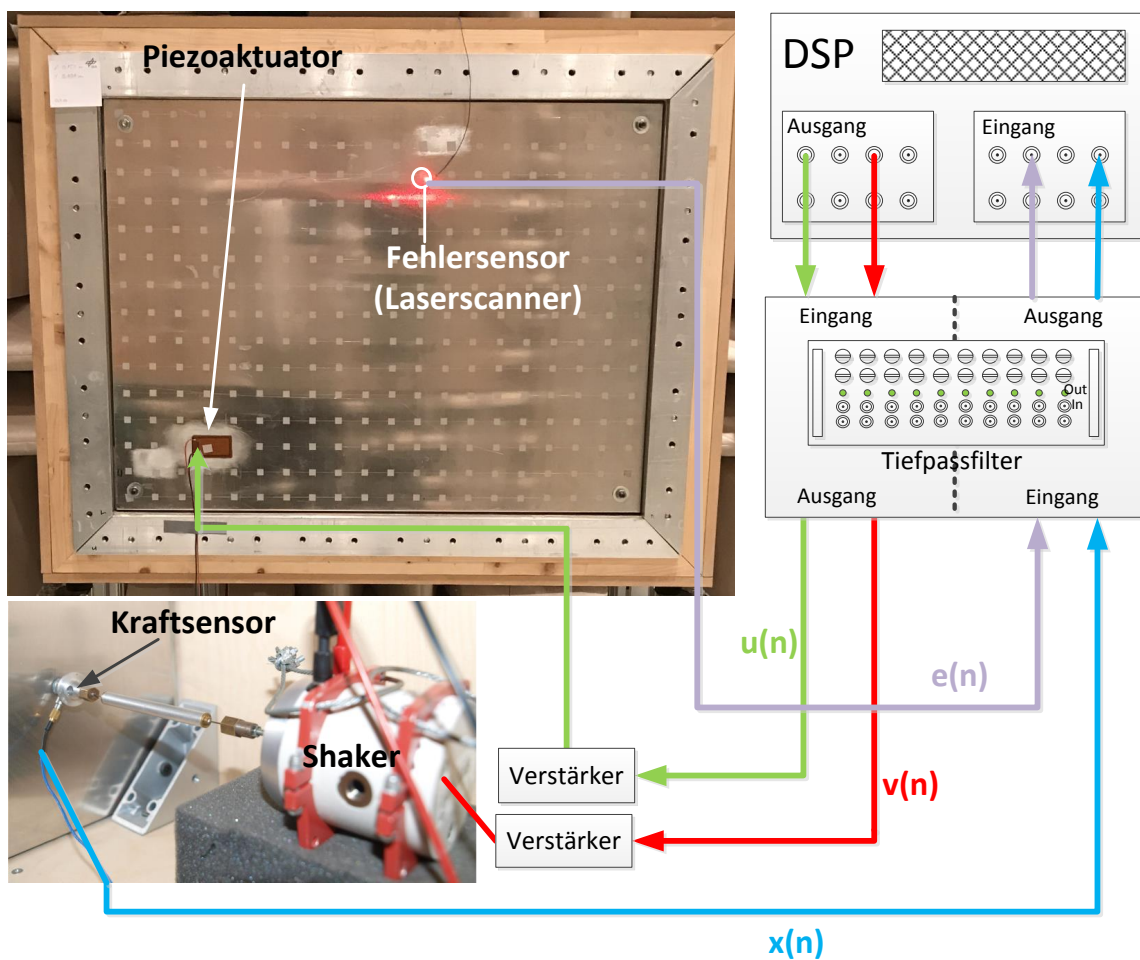


Abbildung 5.15: Gesamte Messkette der experimentellen Steuerung

Neben den Sensoren und Aktuatoren sind in der Messkette noch Tiefpassfilter, Verstärker und das Echtzeitsystem vorhanden. Die Filterung wird mit Tiefpassfiltern von KEMO durchgeführt und als Echtzeitsteuerungssystem wird ein Experimentalsystem von dSpace® eingesetzt. Eine detaillierte Übersicht der gesamten verwendeten Messtechnik ist im Anhang C.1 zusammengestellt.

Im Rahmen dieser Arbeit werden zwei Aluminiumplatten mit unterschiedlicher Dämpfung untersucht. Zum einen eine blanke Aluminiumplatte und zum anderen eine mit CLD (Typ 3M 2552) beklebte Aluminiumplatte. Die Rückseite der Aluminiumplatte wird dafür vollständig homogen mit CLD beklebt. Dadurch wird eine Änderung der Eigenformen vermieden, lediglich die Resonanzüberhöhungen werden deutlich reduziert. Der Einfluss der Masse und der Steifigkeit der CLD Schicht wird in Bezug auf die Eigenfrequenzen als gegenläufig angenommen, weswegen in der Simulation lediglich die modale Dämpfung der Platten variiert wird. Dies entspricht natürlich nicht vollständig der Realität (zusätzliche Masse und Steifigkeit), jedoch wird dieser Fehler akzeptiert, um keine aufwändige Modellierung der CLD Schicht durchführen zu müssen.

Um das Simulationsmodell zu überprüfen, sind beispielhaft für eine Aktuator-, Sensor- und Erregerposition die Primärstrecke und die Sekundärstrecke verglichen. In Abbildung 5.16 ist die gemessene und simulierte Primärstrecke des schwach gedämpften Systems abgebildet, wobei der Phasengang nur vom Allpassanteil der Primärstrecke dargestellt ist, da so die Laufzeiten besser verglichen werden können. Im Allpassanteil sind Phasensprünge durch die Eigendynamik der Platte nicht enthalten und somit kann nur der Phasenabfall durch Laufzeiteffekte analysiert werden. Abbildung 5.17 zeigt den entsprechenden Primärpfad für das stärker gedämpfte System.

Bis auf kleine Abweichungen der Resonanzfrequenzen und im Bereich der Nyquist-Frequenz (ab ca. 550 Hz) bildet die Simulation den gemessenen Amplitudengang des schwach gedämpften Systems sehr gut ab. Lediglich die in der Simulation angenommene Dämpfung von 0.5% scheint etwas gering zu sein. Der Phasenabfall der Allpassanteile ist ebenfalls sehr gut durch die Simulation abgebildet, so dass davon ausgegangen werden kann, dass die Laufzeiten korrekt dargestellt werden.

Die Vernachlässigung des Masse- und Steifigkeitseinflusses der rückwärtig aufgeklebten CLD-Schicht zeigt bis 200 Hz nur geringe Auswirkungen im Primärpfad des stärker gedämpften Systems (Amplitudenabweichungen max. 5 dB). Im Bereich oberhalb von 200 Hz sind die Maxima und Minima der Übertragungsfunktion deutlich verschoben. Der generelle Verlauf der Übertragungsfunktion ist, bis auf die Frequenzverschiebung, für die sehr simple Annahme der erhöhten modalen Dämpfung jedoch akzeptabel.

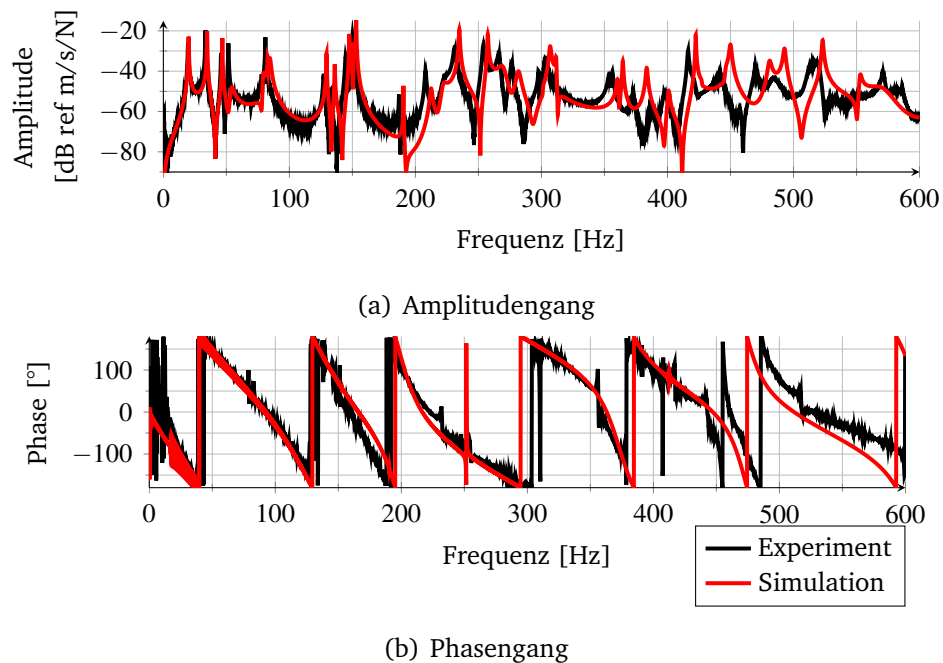


Abbildung 5.16: Bode-Diagramm des Primärpfades (Phasengang vom Allpassanteil) der schwach gedämpften Platte (Sensor (0.47m; 0.49m), Erregerstelle (0.1m; 0.1m))

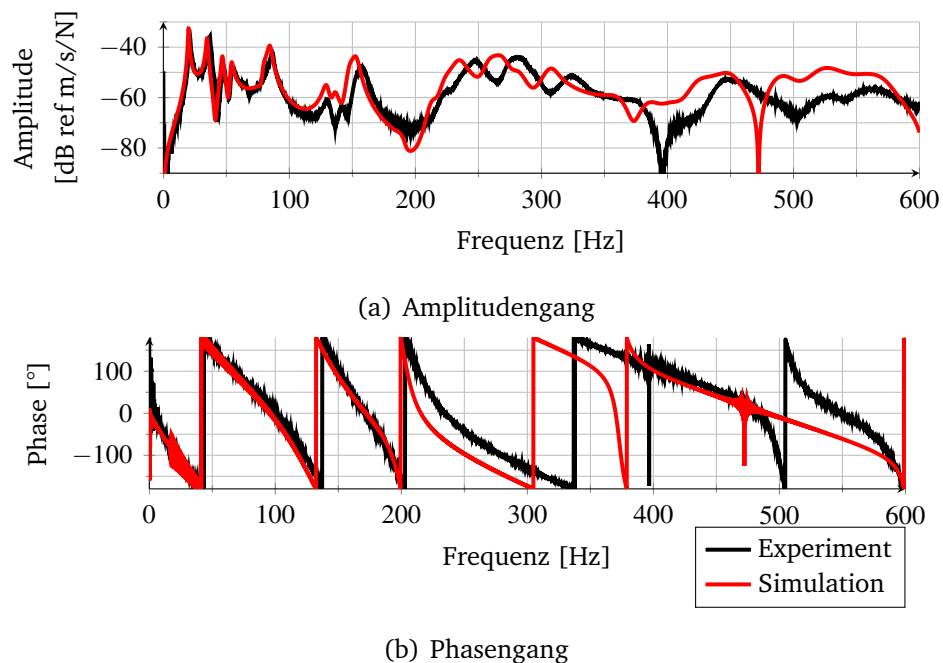


Abbildung 5.17: Bode-Diagramm des Primärpfades (Phasengang vom Allpassanteil) der stärker gedämpften Platte (Sensor (0.47m; 0.49m), Erregerstelle (0.1m; 0.1m))

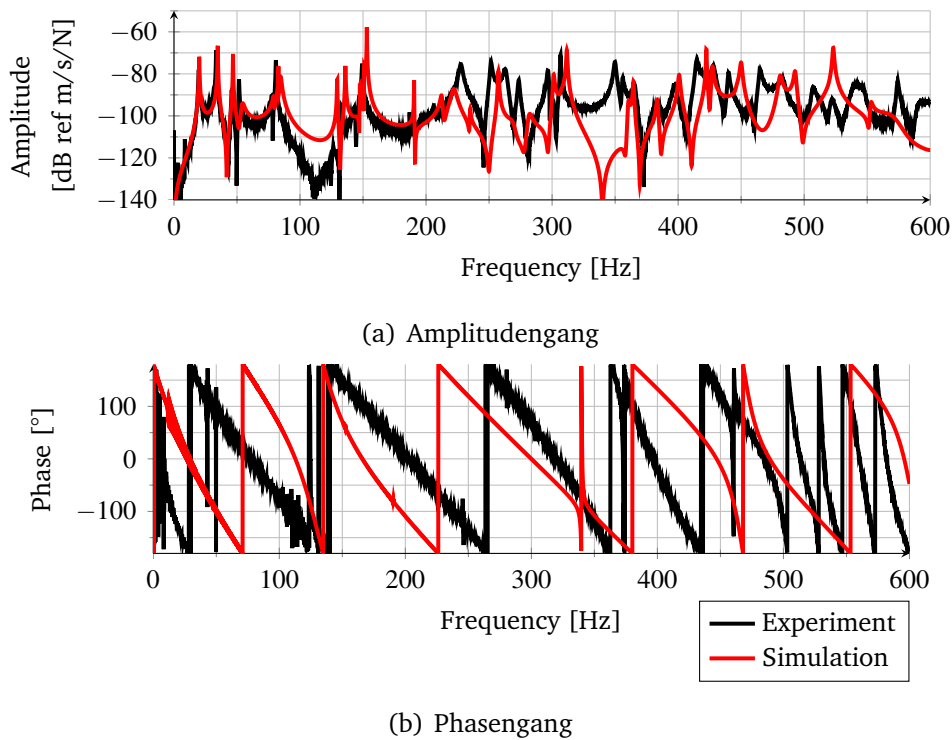


Abbildung 5.18: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs des Sekundärpfades (Phasengang des Allpassanteils) der schwach gedämpften Plattenstruktur (Sensorposition (0.47m;0.49m), Aktuatorposition (0.059m,0.076m))

Die Laufzeiten sind durch die Simulation im stärker gedämpften System leicht überschätzt. Der Amplitudengang und der Phasengang der Sekundärstrecke des schwach gedämpften Systems sind in Abbildung 5.18 dargestellt, wobei auch hier nur der Phasenabfall der Allpassanteile abgebildet ist. Im Gegensatz zur Primärstrecke ist bei der Simulation der Sekundärstrecke nicht nur die Strukturdynamik der Aluminiumplatte entscheidend, sondern auch die Modellierung der Messtechniklaufzeiten (vgl. Abbildung 5.7) und der modalen Einkoppelkorrektur der Piezokeramik. Wie in Abbildung 5.18a zu sehen ist, wird der Amplitudengang weniger exakt durch die Simulation abgebildet als bei der Primärstrecke. Im Rahmen der hier durchgeführten Untersuchungen wird diese Übereinstimmung als hinreichend angenommen, da im Wesentlichen der Fokus auf der Betrachtung von Laufzeiten und Filtergewichten liegt. Die vorhandenen Abweichungen müssen jedoch beim Vergleich der Simulationsergebnisse mit den experimentellen Ergebnissen berücksichtigt werden. Der Amplitudengang des stärker gedämpften Systems in Abbildung 5.19a zeigt die gleichen Trends wie der Primärpfad, so dass ab 200 Hz die Modellabweichungen aufgrund der nicht modellierten CLD-Schicht größer sind.

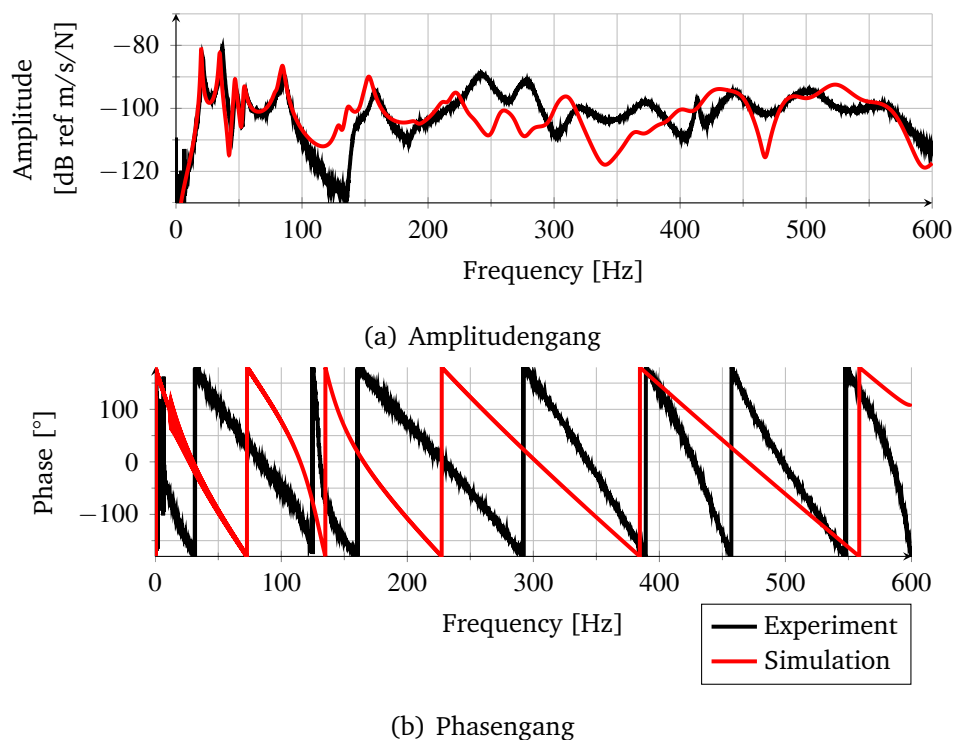


Abbildung 5.19: Vergleich des Amplituden- und Phasengangs des Sekundärpfades (Phasengang des Allpassanteils) der stärker gedämpften Plattenstruktur (Sensorposition (0.47m;0.49m), Aktorposition (0.481m,0.497m))

Der Phasengang der Allpassanteile weicht in 5.18b ebenfalls deutlicher voneinander ab. Zur detaillierteren Analyse der Laufzeiten wird diese nach Gleichung 5.14 im Anhang A.3 ausgewertet. Die Abweichungen in den Laufzeiten sind im Frequenzbereich von 0 bis 300 Hz außerhalb nicht-minimalphasiger Nullstellen sowohl im schwach als auch im stärker gedämpften Fall im Bereich von  $\pm 1$  ms. Ab 300 Hz werden die Abweichungen deutlich größer und können außerhalb der Nullstellen bis zu 5 ms betragen. Die Analyse der Laufzeiten ist jedoch aufgrund der vielen nicht-minimalphasigen Nullstellen erschwert.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die verwendeten Simulationsmodelle Abweichungen zum Experiment aufweisen. Es handelt sich im Wesentlichen um Frequenzverschiebungen der Resonanzfrequenzen und um Fehler bei der Dämpfungsabschätzung, die durch die vereinfachte Lagerungsmodellierung und das Vernachlässigen von Masse und Steifigkeit der CLD-Schicht entstehen. Diese Abweichungen werden im Rahmen der Arbeit als akzeptabel angenommen. Die Gründe dafür sind folgende:

- 
- die Laufzeiten, welche für die relevanten Fragestellungen dieser Arbeit wichtig sind, werden mit ausreichender Genauigkeit abgebildet;
  - Genauere Modelle, als die gezeigten, sind im Anwendungsbereich der Prozesskette (Vorentwurf, Potentialabschätzung) in der Regel nicht vorhanden;
  - Durch den Ein- und Ausbau der Teststruktur und Applikation von Sensoren und Aktoren gibt es Variationen in der Dynamik der Platte. Diese lassen sich kaum vermeiden und entziehen sich der genauen Modellierung, weshalb Abweichungen unvermeidbar sind und toleriert werden müssen.

# Kapitel 6

## Simulation der Steuerungsparameter

Wie in Abschnitt 5.2 bereits dargestellt ist, müssen für die zuverlässige Berechnung der lokalen Vibrationsreduktion der Steuerung deren Einflussgrößen in der Simulation abgebildet werden. Dieses Kapitel wird eingeleitet mit einer Signal- und Streckendefinition, um einen Überblick über die später im Kapitel verwendeten Signal- und Streckenbezeichnungen zu gewährleisten. Danach sollen die Einflussgrößen einer Steuerung und ihre Wirkung auf die Störgrößenreduktion am Beispiel diskutiert werden. Anschließend wird der Einfluss dieser Parameter auf die Aktuatorplatzierung untersucht, um die Relevanz der Gesamtsystemmodellierung zu zeigen.

Zum Abschluss dieses Kapitels sollen die Störgrößenreduktion der ermittelten Aktuatorplatzierungen experimentell überprüft werden, um die Vorhersagegenauigkeit der Gesamtsystemmodellierung zu überprüfen und die gezeigten Simulationsergebnisse zu validieren.

### 6.1 Signal- und Streckendefinition

Dieser Abschnitt soll einen Überblick über die in den kommenden Abschnitten verwendeten Signal-, Parameter- und Streckennamen geben. Dazu wird nochmals ein detaillierteres Blockschaltbild einer Steuerung in Abbildung 6.1 dargestellt werden. Das System wird mit einem breitbandigen, bandbegrenzten, leistungsoptimierten und stochastischen Rauschen<sup>1</sup>  $v(n)$  angeregt. In den hier dargestellten Simulationen ist  $v(n)$  ein Krautrauschen mit einer maximalen Amplitude von 0.5 Newton. Das Krautrauschen wird auch als Referenzsignal  $x(n)$  verwendet. Die Filterung von  $v(n)$  mit der Primärstrecke  $P(z)$  ergibt das Störsignal  $d(n)$ . Zur synthetischen Generierung einer längeren

---

<sup>1</sup>Nähere Angaben zum Anregungssignal sind Anhang B.3 zu entnehmen.

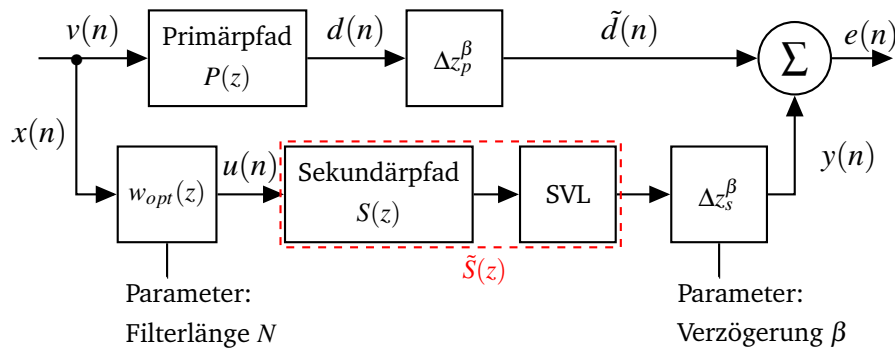


Abbildung 6.1: Blockschaltbild einer Steuerung mit Signal-, Parameter- und Strecken-namen

Primärstreckenlaufzeit wird das Störsignal noch mit  $\beta$  Unit-Sample-Delays  $\Delta z_p^{-1}$  verzögert<sup>2</sup>, womit das verzögerte Störsignal  $\tilde{d}(n)$  generiert wird. Dies dient der Untersuchung verschiedener Laufzeitkonfigurationen (Laufzeitvor- oder Nachteil). Die Filterung des Referenzsignals mit dem optimalen FIR-Filter der Länge  $N$  ergibt das Stellsignal  $u(n)$  für die Aktuatoren, bzw. das Anregungssignal der Sekundärstrecke  $S(z)$ . Für die gezeigten Simulationen wird der Sekundärpfad einmal ohne Signalverarbeitungs-laufzeiten (SVL) als  $S(z)$  und mit SVL als  $\tilde{S}(z)$  bezeichnet. Durch Filterung von  $u(n)$  mit der Sekundärstrecke ergibt sich das Sekundärsignal  $y(n)$ , welches zur Untersuchung eines Laufzeitnachteils noch mit  $\beta$  Unit-Sample-Delays  $\Delta z_s^{-1}$  verzögert wird. Es wird festgelegt, dass positive  $\beta$ -Werte (vgl. Tabelle 6.1) eine Verzögerung von  $P(z)$  bedeuten bei keiner Verzögerung von  $S(z)$  und Negative eine Verzögerung von  $S(z)$  bei keiner Verzögerung von  $P(z)$ . Dies erlaubt eine vereinfachte Darstellung der Parameterfelder in den folgenden Abschnitten dieser Arbeit. Die Überlagerung von  $\tilde{d}(n)$  und  $\tilde{y}(n)$  ergibt das Fehlersignal  $e(n)$ .

<sup>2</sup>Ein Unit-Sample-Delay ist ein in der Signalverarbeitungsliteratur gebräuchlicher Begriff und beschreibt die Verzögerung eines Signals um genau einen Abtastschritt, was bei einer Abtastfrequenz von  $F_S=1200$  Hz eine Verzögerung von 0.833 ms bedeutet.



## 6.2 Einfluss der Steuerungsparameter auf die lokale Störgrößenreduktion

### 6.2.1 Steuerungskonfigurationen

Für die Analyse der Aktuator- und Sensorplatzierungen, welche mit Hilfe der Gesamtsystemmodellierung berechnet werden, ist zunächst ein Verständnis für die Einflussfaktoren einer Steuerung selbst zu schaffen. Welche Parameter beeinflussen die Störgrößenreduktion am Fehlersensor? Aus der Literatur sind die folgenden wichtigen Einflussgrößen bekannt:

- Stellgrößenbeschränkung [31]
- Filterlänge [17]
- Dämpfung [17]
- Laufzeiten [61]
- Verhältnis von Sensor- zu Aktuatoranzahl [85]

Alle Einflussgrößen sind in der Literatur individuell bereits untersucht, jedoch nicht die gegenseitige Abhängigkeit der einzelnen Parameter. Da im Rahmen der Gesamtsystemmodellierung alle Parameter Einfluss auf die Sensor- und Aktuatoroptimierung nehmen, wird eine Testmatrix aufgestellt, welche die Einflussgrößen einer Steuerung in einem weiten Parameterbereich untersucht.

Tabelle 6.1: Parameterraum der Steuerungsanalyse

Parameter	Werte
Filterlänge	50, 100, 200, 300, 450, 600, 900, 1200, 1800, 2400, 3000, 3600, 4800
Laufzeitschritte	0, $\pm 1$ , $\pm 2$ , $\pm 3$ , $\pm 6$ , $\pm 12$ , $\pm 18$ , $\pm 24$ , $\pm 36$ , $\pm 48$ , $\pm 72$ , $\pm 96$ , $\pm 192$ , $\pm 384$ , $\pm 1000$ , $\pm 1300$
Stellgrößen	50V, 100V, 200V, 500V, 1000V, unbegrenzt
Dämpfungen	0.5 %, 2-3% <sup>3</sup>

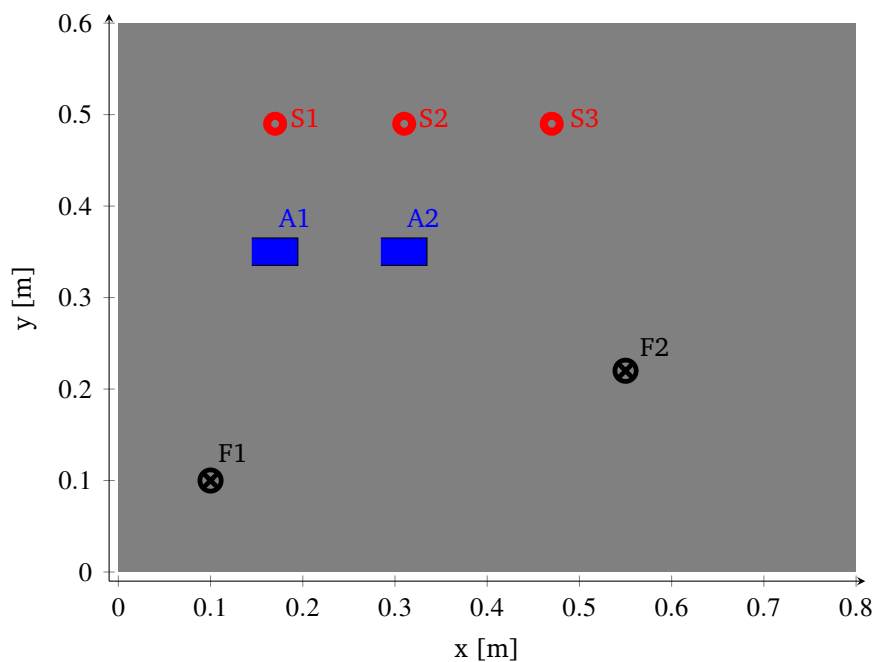


Abbildung 6.2: Störquellen-, Aktuator-, und Sensorkonfigurationen der Steuerungsuntersuchungen

Auch wenn die Erhöhung der Verzögerungsschritte bis auf 1300 praktisch in einem AVC-System nicht realisierbar erscheint<sup>4</sup> und die Betrachtung somit rein theoretischer Natur ist, so dient sie dem Verständnis der Einflussparameter und letztendlich der Leistungsfähigkeit einer Steuerung. In Tabelle 6.1 sind die Stützstellen der Analyse dargestellt. Für die Untersuchungen der Ein- und Mehrgrößensysteme werden die in Abbildung 6.2 gezeigten Anregungs-, Sensor- und Aktuatorpositionen verwendet. Durch die Wahl verschiedener Anregungs-, Aktuator- und Sensorpositionen lassen sich die Einflüsse verschiedener Sensor/Aktuatorverhältnisse untersuchen. Die dargestellte Auswahl der Sensoren, Aktuatoren und Anregungspunkte ist an keine Platzierungsvorschrift angelehnt. Für die hier durchgeführten Untersuchungen dient die Auswahl der Sensoren und Aktuatoren lediglich zur Festlegung einer Transferfunktion der Aluminiumplatte, welche als Filter für das stochastische Anregungssignal dient. Die Variation der Dämpfung beschränkt oder vergrößert die Filterwirkung der Struktur. Es wird erwartet, dass die Kausalitätsbedingung bei höherer Dämpfung an Einfluss gewinnt, da

<sup>3</sup>Die Angabe der Dämpfung bezieht sich hier auf modale Dämpfungen, die in einem Vorversuch mit Hilfe einer experimentellen Modalanalyse gewonnen wurden. Die modalen Dämpfungen der Strukturmoden nehmen dabei Werte zwischen 2-3% an. Detaillierte Angaben sind im Anhang C.2 gegeben.

<sup>4</sup>Eine derartig hoher Laufzeitvorteil von 1300 Schritten, was bei der hier verwendeten Abtastzeit von knapp 1ms einem Vorteil von über einer Sekunde entspricht, ist in der Praxis nicht zu realisieren.

Tabelle 6.2: Synonyme der Steuerungskonfigurationen

Synonym	Anre- gung	Aktua- toren	Sensoren	Dämpfung	Systembe- zeichnung
F1A1S1	F1	A1	S1	schwach	SISASO
F1A1S1D	F1	A1	S1	stärker	SISASO
F1A1S1bisS2	F1	A1	S1, S2	schwach	SISAMO
F1A1S1bisS3	F1	A1	S1, S2, S3	schwach	SISAMO
F1bisF2A1S1	F1, F2	A1	S1	schwach	MISASO
F1A1bisA2S1bisS2	F1	A1, A2	S1, S2	schwach	SIMAMO

die Filterwirkung der Struktur abnimmt.

Da im Rahmen der hier gezeigten Untersuchungen die Laufzeiten des Primär- oder Sekundärpfades künstlich so stark verlängert werden, dass sie die Strukturwellenlaufzeiten bei weitem dominieren, hat die Position der Sensoren, Aktuatoren und Störquellen keine Relevanz für die Betrachtung der Laufzeiteffekte. Auch die in der Literatur häufig verwendete kollokale Platzierung, welche minimal-phasig ist und somit die kleinstmögliche Laufzeit aufweist, ist hier nicht von Bedeutung.

Die Lage von Pol- und Nullstellen in der Dynamik des Primär- und Sekundärpfades ist jedoch von Bedeutung. Für die spätere Aktuatoroptimierung wird lediglich Wert darauf gelegt, dass die Sensoren einen gewissen Abstand zur Störquelle haben, um zumindest die Möglichkeit eines Laufzeitvorteils durch die Aktuatorpositionsoptimierung zu schaffen. Auf eine detaillierte Abbildung der Filterlaufzeiten und der DSP-Laufzeit wird in dieser Untersuchung verzichtet, da diese bei einer Variation der Laufzeit hinfällig werden. Durch die Variation der Laufzeit um wenige Zeitschritte können aber bereits erste Erkenntnisse zum Einfluss von DSP- und Filterlaufzeit auf die Leistungsfähigkeit von Steuerungen gewonnen werden. Für die nachfolgenden Untersuchungen werden für die dargestellten Konfigurationen Synonyme eingeführt, welche in Tabelle 6.2 beispielhaft beschrieben sind. Es ist noch zu erwähnen, dass das breitbandige, stochastische Rauschsignal, welches als Kraftanregung verwendet wird, auch direkt als Referenzsignal verwendet wird. Im Experiment kann das Referenzsignal mit einem Kraftsensor gemessen werden. Detaillierte Angaben zum Anregungssignal bzw. Referenzsignal sind im Anhang B.3 dargestellt.

Für Steuerungssysteme ist es sinnvoll, die klassische Bezeichnung von SISO bzw. MIMO Systemen zu erweitern. Für allgemeine Systembezeichnungen werden daher folgende Kürzel für die verschiedenen Systeme eingeführt: SI - Single Input (Eine Referenz), MI - Multiple Input (Mehrere Referenzen), SA - Single Actuator (Eine Sekundärquelle), MA - Multiple Actuator (Mehrere Sekundärquellen), SO - Single Output (Ein Fehlersensor) und MO - Multiple Output (Mehrere Fehlersensoren).

Zunächst werden die Einflüsse der Laufzeiten und der Filtergewichte anhand von SISASO-Systemen untersucht, um vorerst die zusätzlichen Einflussfaktoren (Verschiedene Anzahl von Sensoren und Aktuatoren) von Mehrgrößensystemen auszuschließen. Anschließend werden die gewonnenen Erkenntnisse auf Mehrgrößensysteme erweitert und der Einfluss rechteckiger Systeme<sup>5</sup> untersucht.

### 6.2.2 Laufzeitanalyse und Analyse der Filtergüte

Bevor die Simulationsergebnisse vorgestellt werden, sollen die Analysemethoden aus den Abschnitten 5.3.2 und 5.3.4 am Beispiel einer Platzierung diskutiert werden.

Die Analyse des Laufzeiteinflusses, und somit der Kausalität, erfordert die Ermittlung der Primär- und Sekundärlaufzeiten. Wie in Abschnitt 5.3.4 beschrieben, kann zum einen die Laufzeit der endlichen Platte mit Hilfe der Biegewellenlaufzeit der unendlichen Platte angenähert und zum anderen durch die Berechnung der Gruppenlaufzeit des Allpassanteils der entsprechenden Übertragungsfunktion analysiert werden. Zur Berechnung der Gruppenlaufzeit muss zunächst die Zerlegung der Transferfunktion in minimalphasigen Teil und Allpassanteil realisiert werden. Diese Zerlegung ist am Beispiel des Primärpfades in Abbildung 6.3 visualisiert. Nach der Zerlegung der Transferfunktion erfolgt die Berechnung der Gruppenlaufzeit nach Gleichung 5.14 mit Hilfe des Phasengangs des Allpassanteils.

In Abbildung 6.4 sind die Laufzeiten der Primär- und Sekundärstrecken exemplarisch für die Konfiguration F1A1S1 gezeigt. Im Vergleich zu den ermittelten Laufzeiten einer unendlichen Platte sind die ermittelten Gruppenlaufzeiten der Primär- und Sekundärstrecke aus den Transferfunktionen mit deutlichen Spitzen behaftet. Diese sind zum einen in nicht-minimalphasigen Nullstellen des jeweiligen Übertragungspfades (vgl. Abbildung 6.5, Amplitudengang und Laufzeiten) begründet, welche zu Phasensprüngen im Allpassanteil führen (siehe Abbildung 6.3). Zum anderen können Laufzeitüberhöhungen durch numerische Probleme bei der Berechnung des Allpassanteils der Übertragungspfade auftreten, da durch die Transformationen in den Cepstral-Bereich kleine

<sup>5</sup>Bei rechteckigen Systemen ist die Anzahl an Fehlersensoren größer als die Anzahl an Aktuatoren.

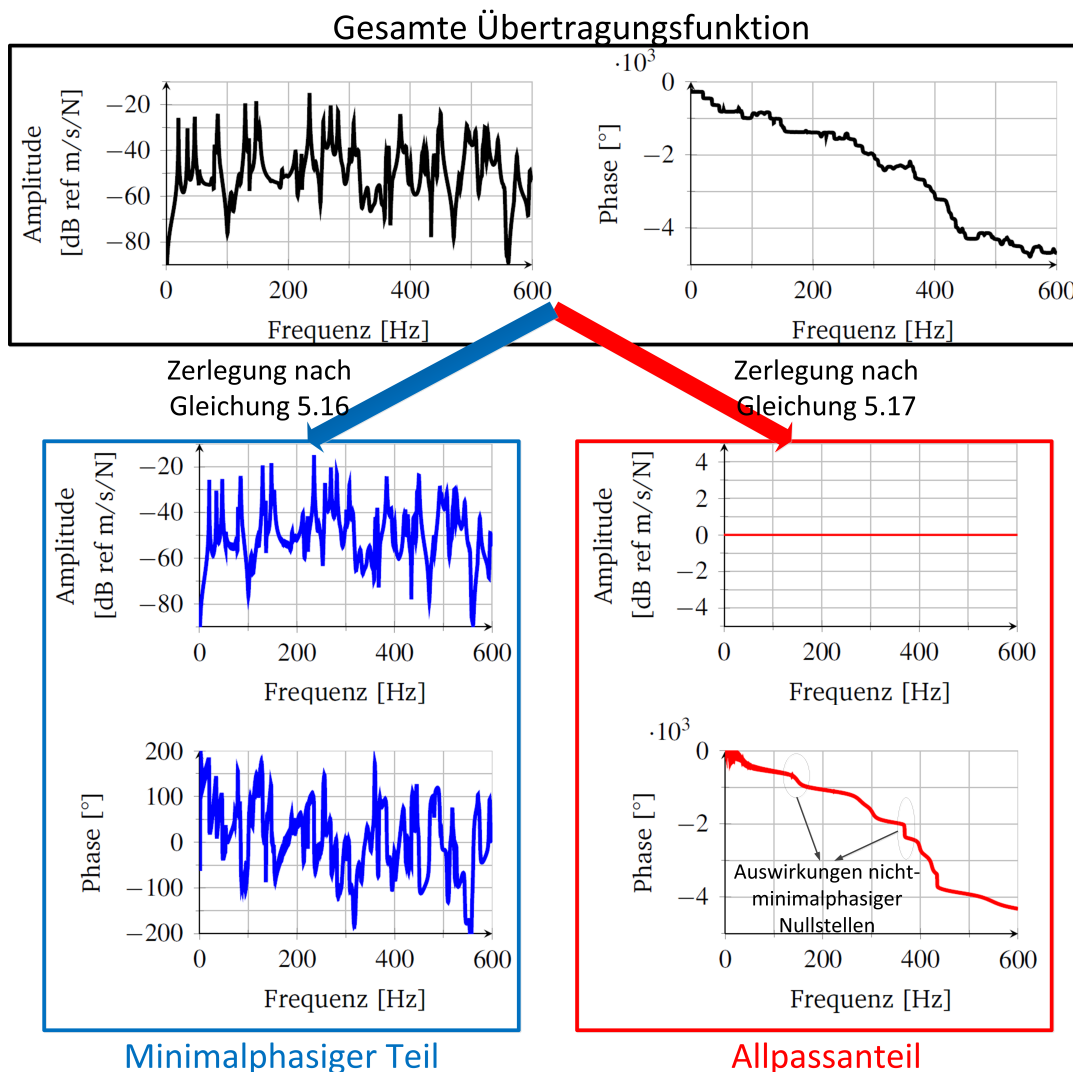


Abbildung 6.3: Zerlegung der Übertragungsfunktion in minimalphasigen Teil und Allpassanteil am Beispiel des Primärpfades

Phasenfehler entstehen können, die bei einer Ableitung zu großen Laufzeiten führen können.

Das System mit erhöhter Dämpfung zeigt bei der Analyse der Gruppenlaufzeiten weniger Überhöhungen sowie vom Betrag her geringere Gruppenlaufzeiten in den Überhöhungen. Die Begründung für dieses Verhalten ist die erhöhte Dämpfung, da die Phasengänge sich nicht sprunghaft ändern, wie bei schwach gedämpften Systemen. Die Laufzeiten der Primär- und Sekundärstrecke für den stärker gedämpften Fall sind in Abbildung 6.6 dargestellt. Es ist deutlich zu erkennen, dass außerhalb der wenigen Überhöhungen die Gruppenlaufzeit sehr gut mit der analytischen Abschätzung übereinstimmt. Die Überhöhungen sind auch im stark gedämpften Fall auf nicht-minimalphasige Null-

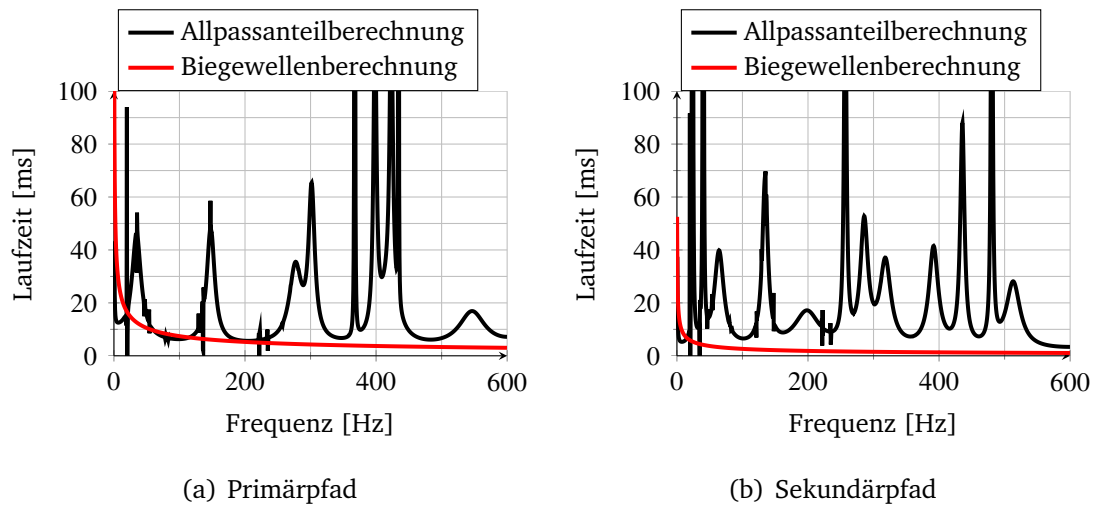


Abbildung 6.4: Laufzeiten der Primär- und Sekundärstrecke für Konfiguration F1S1A1

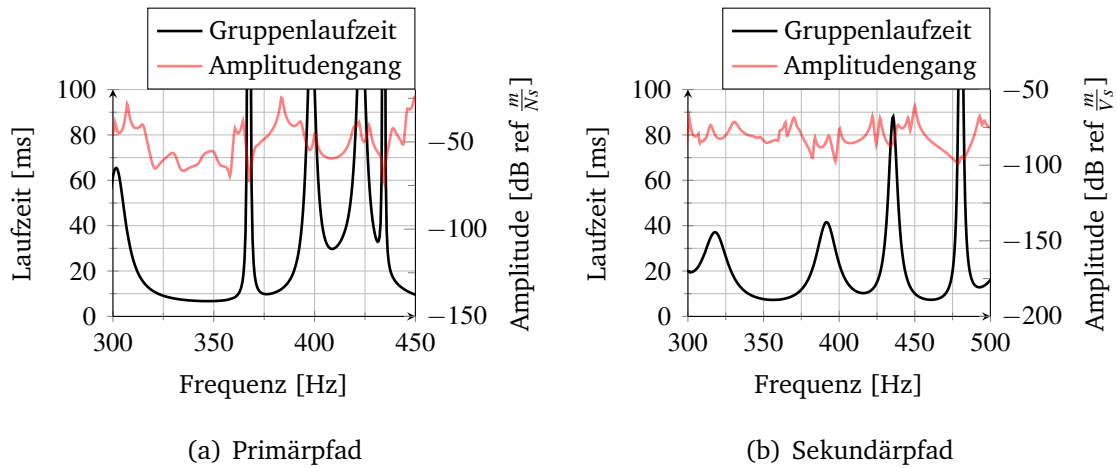


Abbildung 6.5: Laufzeit und Amplitudengang der Primär- und Sekundärstrecke für Konfiguration F1S1A1

stellen zurückzuführen, wie in Abbildung 6.7 für einen Frequenzbereich beispielhaft gezeigt wird. In beiden Fällen korrelieren die Laufzeitüberhöhungen auch mit Nullstellen des Amplitudengangs.

Ein Vergleich der hier vorgestellten Methodik zur Ermittlung der Laufzeit zeigt, dass die Kausalität eines Systems einfacher mit der analytischen Beschreibung unendlicher Platten analysiert werden kann, da die berechneten Gruppenlaufzeiten stark durch nicht-minimalphasige Nullstellen gestört werden. Dies kann sogar insoweit zu verfälschten Ergebnissen führen, dass im untersuchten Beispiel der Sekundärpfad auch außerhalb der Nullstellen eine größere Laufzeit aufweist als der Primärpfad, was durch die Anordnung von Störquelle und Aktuator zum Sensor nicht zu erwarten ist. Insbe-

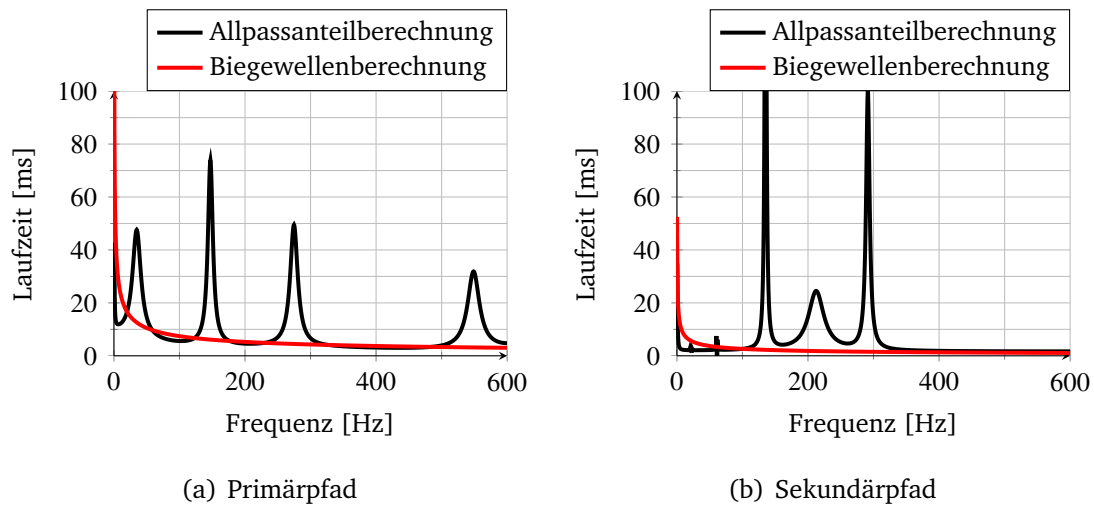


Abbildung 6.6: Laufzeiten der Primär- und Sekundärstrecke für Konfiguration F1S1A1D

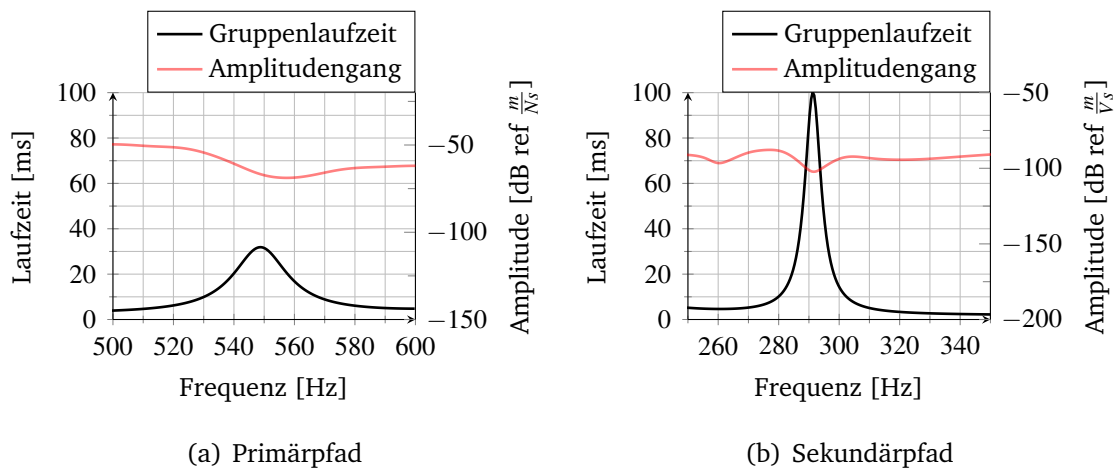


Abbildung 6.7: Laufzeit und Amplitudengang der Primär- und Sekundärstrecke für Konfiguration F1S1A1D

sondere der Vergleich der analytischen und der mittels des Allpassanteils berechneten Laufzeiten zeigt, dass die Laufzeiten mit Hilfe der analytischen Berechnung abgeschätzt werden können. Deswegen wird in dieser Arbeit in der Regel auf die analytische Berechnung der Laufzeiten zurückgegriffen. Eine wichtige Information kann jedoch aus der Gruppenlaufzeit des Sekundärpfades gewonnen werden, denn die nicht minimalphasigen Nullstellen sind kritisch für die Abbildung des inversen Sekundärpfades, da sie bei der Invertierung zu instabilen Polen des optimalen Filters werden. Im Fall instabiler Pole ist die Abbildung des inversen Sekundärpfades nur durch eine Invertierung mit zusätzlichen Verzögerungsschritten möglich [96]. Diese zusätzlichen

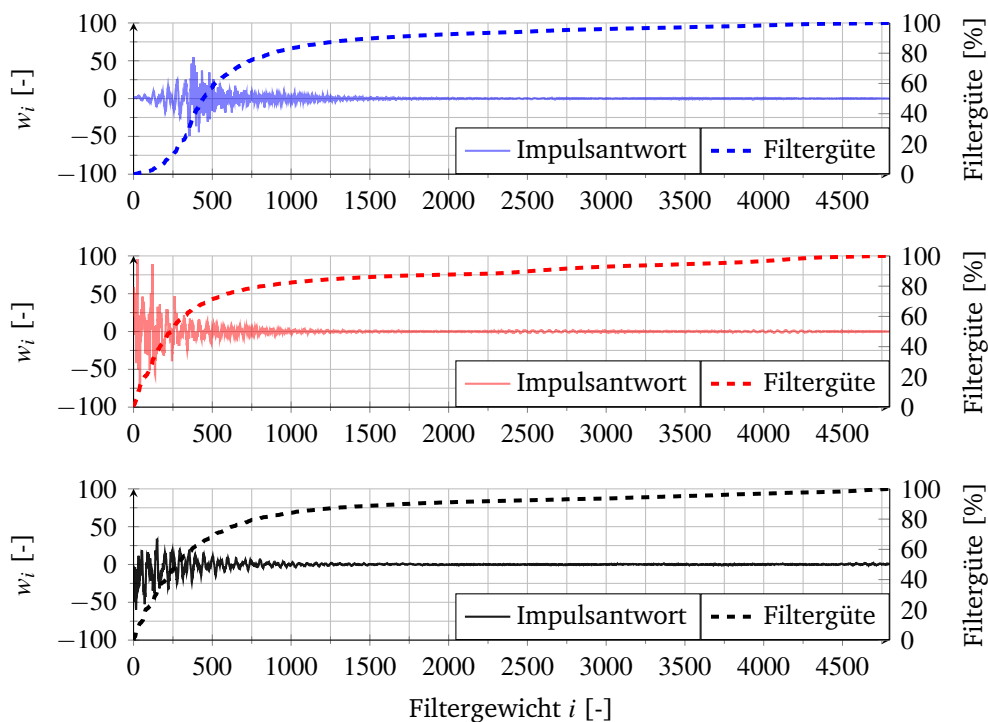


Abbildung 6.8: Filtergüte für verschiedene Verzögerungsschritte ( $\beta = 384$  oben;  $\beta = 0$  mitte;  $\beta = -384$  unten) des schwach gedämpften Systems

Verzögerungsschritte können einen negativen Einfluss auf die Kausalität des Steuerungssystems haben.

Für die Analyse der Filtergüte wird zunächst eine Referenz benötigt (vgl. Abschnitt 5.3.2). Als Referenz wird das kausale Optimalfilter mit 4800 Filtergewichten verwendet. Die Filtergüte wird für mehrere Verzögerungsschritte exemplarisch in Abbildung 6.8 dargestellt, wobei zum besseren Verständnis die Impulsantwort des optimalen Filters ebenfalls dargestellt ist. Bei positivem  $\beta$  (Laufzeitvorteil) ist die Impulsantwort des Optimalfilters im Bereich von 0 bis 250 Zeitschritten noch klein und somit auch die Filtergüte. Der Grund liegt im mit 384 Zeitschritten sehr großen Laufzeitvorteil, der dazu führt, dass der Filter die Laufzeit kompensieren muss.

Im Fall  $\beta$  gleich null beginnt die Impulsantwort unmittelbar, weil die Unterschiede in der Biegewellenlaufzeit zwischen Primärpfad und Sekundärpfad sehr klein sind (3-5ms) und das Steuerungssystem sofort agieren muss, um der breitbandigen Störung entgegen zu wirken.

Ein negatives  $\beta$  (Laufzeitnachteil) hat keinen Einfluss auf die Filterlänge, da bei nicht-kausalen Systemen die Impulsantwort ebenfalls ohne Verzögerung beginnt, um deter-



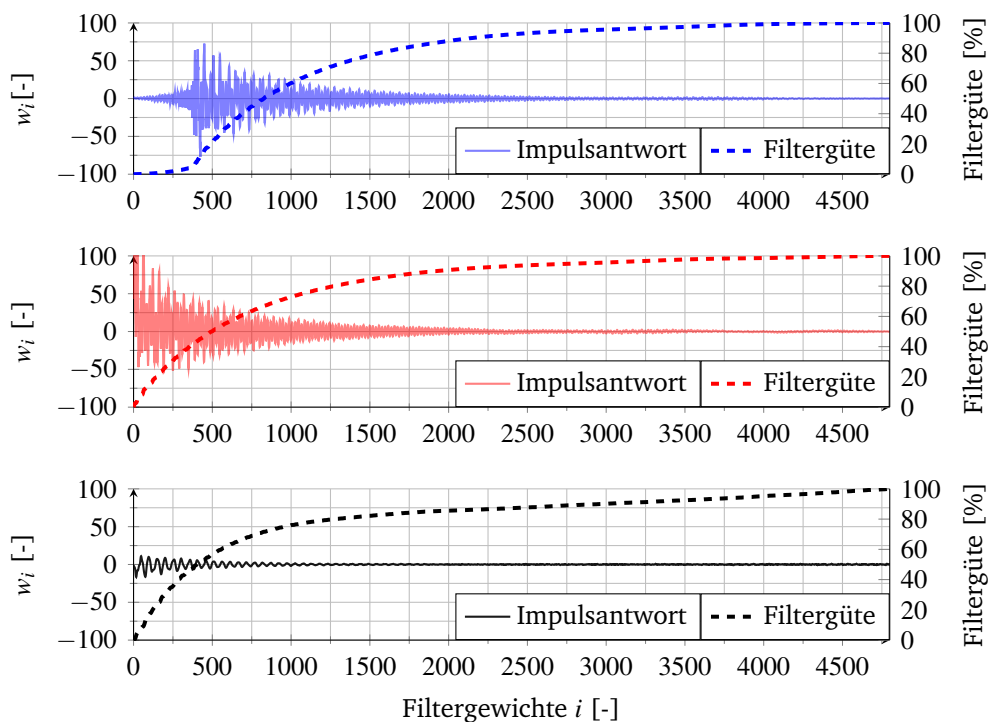


Abbildung 6.9: Filtergüte für verschiedene Verzögerungsschritte ( $\beta = 384$  oben;  $\beta = 0$  mitte;  $\beta = -384$  unten) des stärker gedämpften Systems

ministische Anteile im Signal zu reduzieren.

Ein ähnliches Verhalten zeigen die Impulsantworten des stärker gedämpften Systems, wobei auch hier die Filtergüte bei Laufzeitvorteil erst mit größeren Filterlängen zunimmt und ein Laufzeitnachteil keine Änderung ergibt. Zusätzlich zu bemerken ist, dass bei hoher negativer Laufzeit nur noch stark ausgeprägte tiefe Resonanzfrequenzen (vgl. Abbildung 5.19) durch das Filter abgebildet werden müssen, da die Färbung der stochastischen Anregung ab ca. 100 Hz stark abnimmt. In diesem Fall ist die Aussage der Filtergüte irreführend, da für schmalbandige Steuerungssysteme in der Regel zwei Filtergewichte pro Ton ausreichen, um eine Reduktion zu erzeugen.

Wie an den Beispielen kurz gezeigt wurde, kann mit Hilfe der Filtergüte eine einfache Aussage getroffen werden, wie viel Prozent des Referenzfilters bei welcher Filterlänge bereits abgebildet ist. Ist die Filtergüte bei geringer Filterlänge hoch, ist die abzubildende Impulsantwort kurz. Dagegen muss der Filter eine lange Impulsantwort abbilden, wenn die Filtergüte erst bei großen Filterlängen hoch ist. Diese Information ist entscheidend, wenn in einer späteren Optimierung die Filterlänge begrenzt wird.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die analytische Abschätzung der Laufzeit für das schwach und stärker gedämpfte System eine Bewertung der Kausalität ermöglicht. Für den schwach gedämpften Fall erweist sich die Auswertung der Gruppenlaufzeit des Allpassanteils der Übertragungsfunktion als schwierig aufgrund der nicht-minimalphasigkeit der Systeme, insbesondere nicht-minimalphasige Nullstellen verfälschen die Gruppenlaufzeiten. Aus der Analyse der Gruppenlaufzeit kann trotzdem eine wichtige Erkenntnis gewonnen werden. Durch Laufzeitüberhöhungen können nicht-minimalphasige Nullstellen identifiziert werden, welche bei der Filterberechnung zusätzliche Laufzeiten zur Reduktion der betreffenden Frequenzen bedingen können. Mit Hilfe der Filtergüte kann die Impulsantwort in Bezug zur Filterlänge gesetzt werden, was einen Rückschluss darüber erlaubt, wie viel Prozent der gesamten Impulsantwort mit der gewählten Filterlänge  $N$  abgebildet werden kann.

### 6.2.3 SISASO-Systeme

Zunächst sollen die Einflussparameter für ein SISASO-System untersucht werden, um Randbedingungen, welche von Mehrgrößensystemen bzw. quadratischen und rechteckigen Systemen, zu vernachlässigen. Als Beispiel werden die Konfigurationen F1A1S1 und F1A1S1D analysiert.

Für alle Parameterkombinationen aus Tabelle 6.1 werden Steuerungssysteme berechnet und die Störgrößenreduktion  $L_{\Delta vib}$  ausgewertet.

Die Störgrößenreduktionen für die SISASO-Systeme ohne Stellgrößenbegrenzung bzw. mit 100 Volt Beschränkung in Abhängigkeit der Verzögerungsschritte und Filtergewichte sind in den Abbildungen 6.10a-d dargestellt. Die Parameterfelder für verschiedene Stellgrößenbegrenzungen sind im Anhang B.6 abgebildet. In z-Richtung ist die integrierte Störgrößenreduktion (von 1 bis 600 Hz)  $L_{\Delta vib}$  dargestellt. Sie ist abhängig von der Filterlänge  $N$  auf der x-Achse und der Verzögerung  $\beta$  auf der y-Achse.

Prinzipiell zeigen die Parameterflächen ein gleiches Verhalten, sowohl im schwach als auch im stark gedämpften Fall lässt sich eine deutliche Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von  $N$  und  $\beta$  erkennen. Bei großem negativem  $\beta$  tendiert die Störgrößenreduktion gegen Null und bei großem positiven  $\beta$  erreicht sie die maximale Störgrößenreduktion von ca. -35 dB für  $N = 4800$ . Besonders interessant ist der Übergangsbereich um  $\beta = 0$ , bei dem die Störgrößenreduktion stark anwächst. Für die Filterlänge gilt, je länger der Filter, desto größer die Störgrößenreduktion, wenn genügend Laufzeitvorteil vorhanden ist. Es ist ebenfalls zu erkennen, dass sowohl eine Erhöhung der Filterlänge als auch der Verzögerungsschritte zur Sättigung der Leistungsfähigkeit führt.

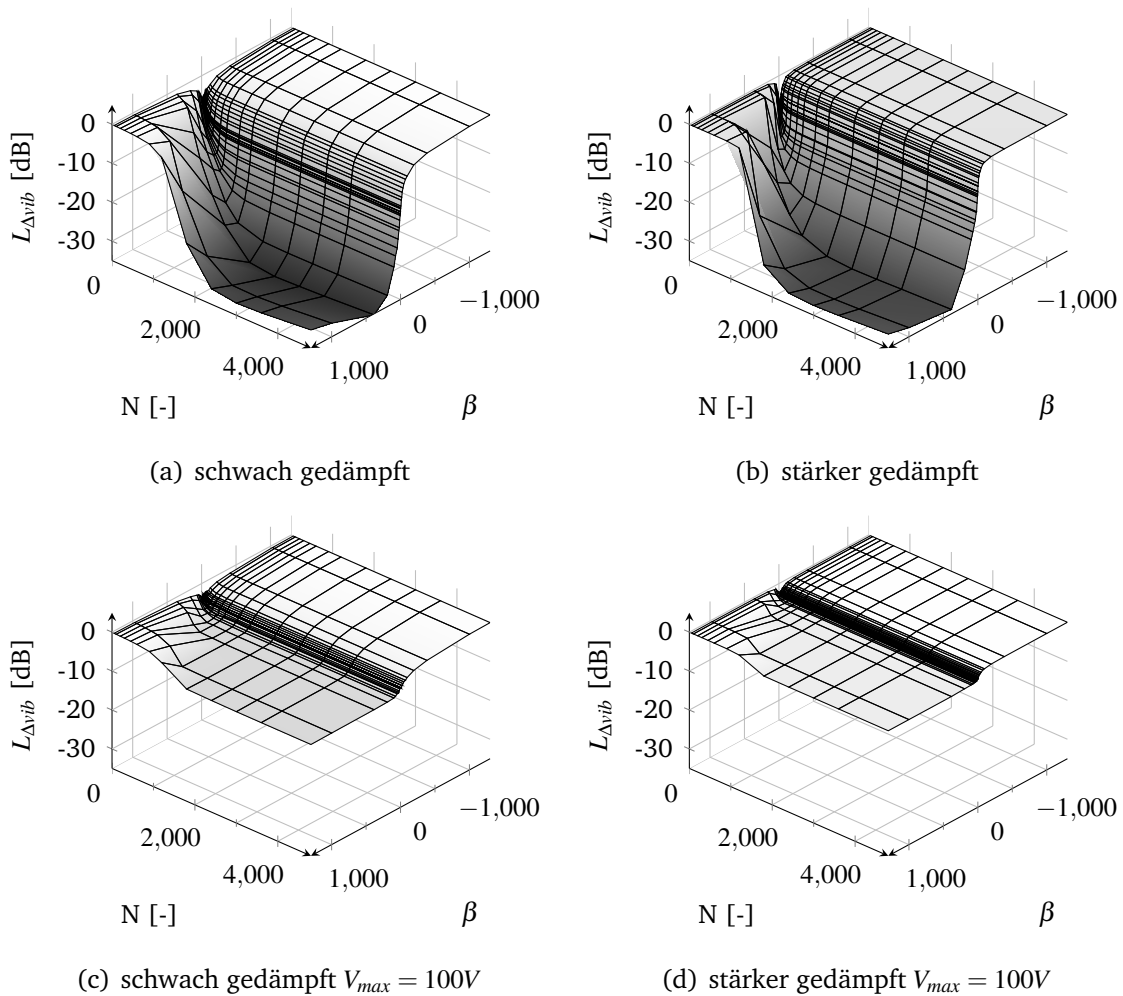


Abbildung 6.10: Parameterfelder ohne Stellgrößenbegrenzung und 100 V Begrenzung bei schwacher und erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1S1

Im Fall einer Stellgrößenbeschränkung auf 100 Volt lässt sich eine klare Begrenzung der Leistungsfähigkeit für beide Dämpfungsvarianten feststellen. Einflüsse von Laufzeit und Filterlänge auf die Störgrößenreduktion bleiben in Teilen erhalten. Die maximale Leistungsfähigkeit ist jedoch sehr früh begrenzt, so dass auch zusätzliche Verzögerungsschritte und Filtergewichte bereits in kleinen Wertebereichen keinen Einfluss mehr auf die Störgrößenreduktion aufweisen.

An den Konturlinien der Parameterflächen lässt sich bereits erkennen, dass das stärker gedämpfte System größere positive  $\beta$ -Werte benötigt, um eine gleichwertige Störgrößenreduktion wie das schwach gedämpfte System zu erzielen. Dies bestätigt die Vermutung, dass die Kausalitätsbedingung im stärker gedämpften Fall größeren Einfluss auf die Störgrößenreduktion nimmt.

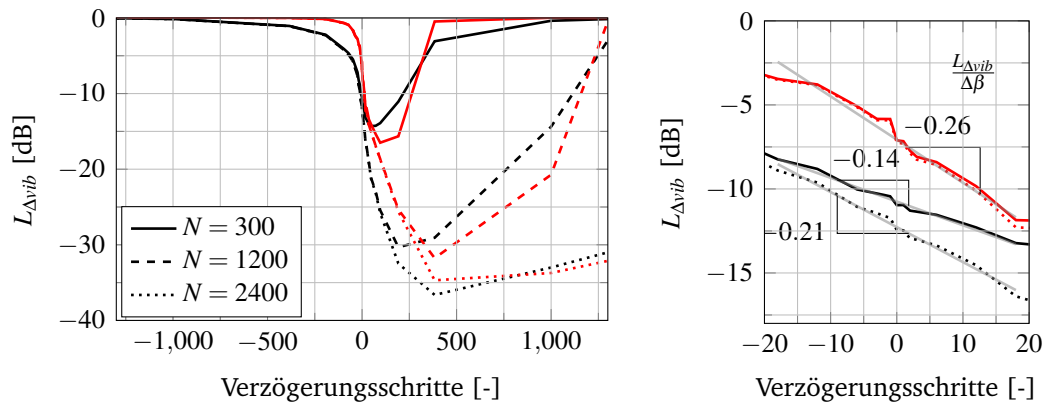


Abbildung 6.11: Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von den Verzögerungsschritten und den Filtergewichten für eine unbegrenzte Stellgröße für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System; gesamter Analysebereich (links), Bereich kleiner Verzögerungen (rechts)

Um einen detaillierteren Einblick in die Abhängigkeit der Störgrößenreduktion von  $N$  und  $\beta$  zu bekommen, sollen einige Parametervariationen isoliert betrachtet werden. Abbildung 6.11 zeigt die Störgrößenreduktion in Abhängigkeit von  $\beta$  für drei verschiedene Filtergewichte. Auffällig dabei ist der starke Abfall der Leistungsfähigkeit bei großem positivem  $\beta$  und kurzen Filtern, welcher durch die ungenügende Filterlänge begründbar ist. Die kurzen Filter können nur die zusätzliche Verzögerung abbilden und nicht die eigentlich relevante Impulsantwort (vgl. Abbildungen 6.8 und 6.9). Im Bereich von  $\beta = -250$  bis  $\beta = 0$  zeigt sich für alle Filterlängen ein gleiches Verhalten, lediglich die Dämpfungsvarianten unterscheiden sich. Ein weiterer Unterschied zwischen schwach und stark gedämpftem System liegt im Bereich der negativen Verzögerungsschritte. Im schwach gedämpften Fall ist das Störsignal durch die schwach gedämpfte Strukturdynamik stark gefärbt, was zu einer Vorhersagbarkeit der Störgröße führt und somit eine Reduktion auch im nicht kausalen Fall an den Strukturresonanzen zulässt, von z.B. 8dB bei -25 Verzögerungsschritten. Die deutlich verringerten Strukturresonanzen im stark gedämpften System reduzieren die Vorhersagbarkeit der Störgröße, womit eine Reduktion des Störsignals im nicht-kausalen Fall schwerer möglich ist, was bei -25 Verzögerungsschritten nur noch zu einer Reduktion von 3 dB führt. Ebenfalls eine wichtige Erkenntnis ist der Zusammenhang, dass ein System mit Laufzeitvorteil ein langes Filter benötigt, um eine hohe Störgrößenreduktion zu erreichen.

In Bezug auf AVC-Systeme ist eine Darstellung für einen kleinen Wertebereich von  $\beta$  sinnvoll, da AVC-Systeme in der Regel keine langen Laufzeiten ermöglichen. Abbildung

6.11 rechts zeigt einen eingegrenzten Wertebereich von  $\beta$ . Im Bereich von -20 bis +20 Verzögerungsschritten wird eine lineare Regression durchgeführt und die Anstiege der Konfigurationen ermittelt. Für den stärker gedämpften Fall ist die Leistungsfähigkeitszunahme pro Zeitschritt leicht höher als in den schwach gedämpften Konfigurationen. Interessant ist auch, dass das schwach gedämpfte System unterschiedliche Anstiege der Leistungsfähigkeit für verschiedene Filter zeigt, wohingegen das stärker gedämpfte System diese Variation für kleine Laufzeitvariationen nicht aufweist. Es kann geschlossen werden, dass der Einfluss der Kausalität für das schwach gedämpfte System stärker mit den Filtergewichten gekoppelt ist, als im stärker gedämpften Fall. Der Ein-

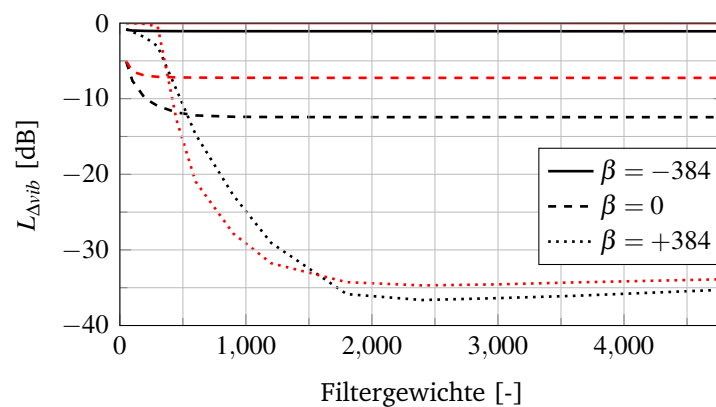


Abbildung 6.12: Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von Filtergewichten für diverse Verzögerungsschritte für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System

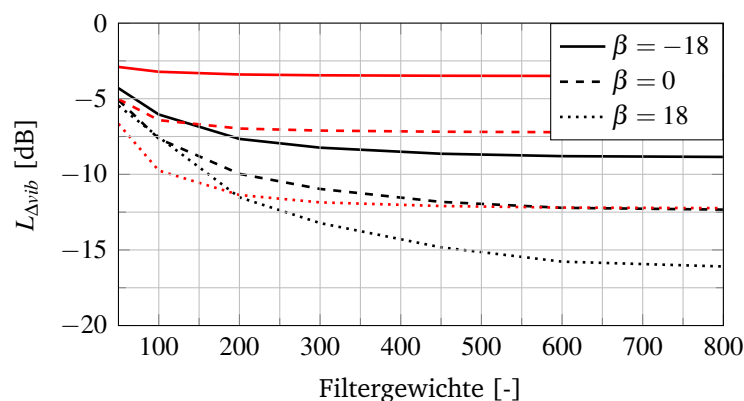


Abbildung 6.13: Auswirkungen der Filtergewichte für kleine Änderungen der Verzögerungsschritte für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System

fluss der Filterlänge auf die Leistungsfähigkeit ist in den Abbildungen 6.12 und 6.13 dargestellt. In Abbildung 6.12 ist zunächst die Störgrößenreduktion in Abhängigkeit

der Filtergewichte für verschiedene  $\beta$  dargestellt. Es zeigt sich erneut die Korrelation, dass ein hoher Laufzeitvorteil ( $\beta = +384$ ) nur eine hohe Störgrößenreduktion nach sich zieht, wenn ein entsprechend langes Filter gewählt wird. Das stärker gedämpfte System zeigt dabei eine erhöhte Störgrößenreduktion bei kürzeren Filtern. Für beide Dämpfungskonfigurationen zeigt sich, je größer der Laufzeitvorteil des Systems ist, desto leistungsfähiger wird das Steuerungssystem, wobei spätestens ab einer Filterlänge von 1800 eine Sättigung eintritt.

Um wiederum für AVC Systeme relevante Laufzeiten zu betrachten, zeigt Abbildung 6.13 die Störgrößenreduktion in Abhängigkeit der Filtergewichte für kleine  $\beta$ -Werte. Für diese Variation ist die Sättigung der Störgrößenreduktion bereits bei einer Filterlänge von 600 zu erkennen, wobei im stärker gedämpften Fall bereits nach 300 Gewichten keine signifikanten Verbesserungen mehr erreicht werden. Die Variation der Störgrößenreduktion im kleinen  $\beta$ -Bereich beträgt jedoch immer noch ca. 7 dB für den schwach gedämpften und ca. 9 dB für den stärker gedämpften Fall, was ein signifikantes Potential darstellt, auch kleine Laufzeiten in der Auslegung zu berücksichtigen.

Als nächstes soll der Einfluss der Stellgrößenbegrenzung auf die Leistungsfähigkeit analysiert werden, wobei hier zum einen die Kombination Stellgrößenbegrenzung/-Verzögerung und zum anderen die Kombination Stellgrößenbegrenzung/Filterlänge betrachtet wird. Zunächst wird der kombinierte Einfluss Stellgrößenbegrenzung/Verzögerung in Abbildung 6.14 untersucht, wofür die Länge des Filters auf  $N = 4800$  festgelegt wird. Für einen großen Wertebereich von  $\beta$  (Abbildung 6.14 links) ist bei unbegrenzter Stellgröße zunächst wiederum ein Minimum bei  $\beta \approx 400$  in der Störgrößenreduktion zu erkennen. Im Gegensatz zu Abbildung 6.11 kann in diesem Fall nicht die ungenügende Filterlänge als Erklärung gegeben werden. Die Verringerung der Leistungsfähigkeit für  $\beta > 400$  ist auf numerische Probleme bei der Invertierung der Autokorrelationsmatrix zurückzuführen, da diese für große Filterlängen und hohe positive Verzögerungsschritte schlecht konditioniert ist. Dies kann zu einer fehlerbehafteten Berechnung des kausalen Optimalfilters führen und somit zu einer verringerten Leistungsfähigkeit. Eine Begrenzung der Stellgröße verhindert diesen Effekt, da die Stellgrößenbeschränkung über die Regularisierung der Autokorrelationsmatrix implementiert ist. Eine solche Regularisierung zur Vermeidung numerischer Probleme ist nach Elliott [31] bei der Berechnung des kausalen Optimalfilters auch empfohlen.

Eine Betrachtung für  $\beta > 0$  führt zu der Erkenntnis, dass die Stellgrößenbegrenzung im Bereich positiver Verzögerungsschritte wie erwartet einen sehr großen Einfluss auf die erreichbare Leistungsfähigkeit hat. Die Einbußen an Störgrößenreduktion sind beim stärker gedämpften System noch ausgeprägter. Dies kann durch die erhöhte Dämpf-

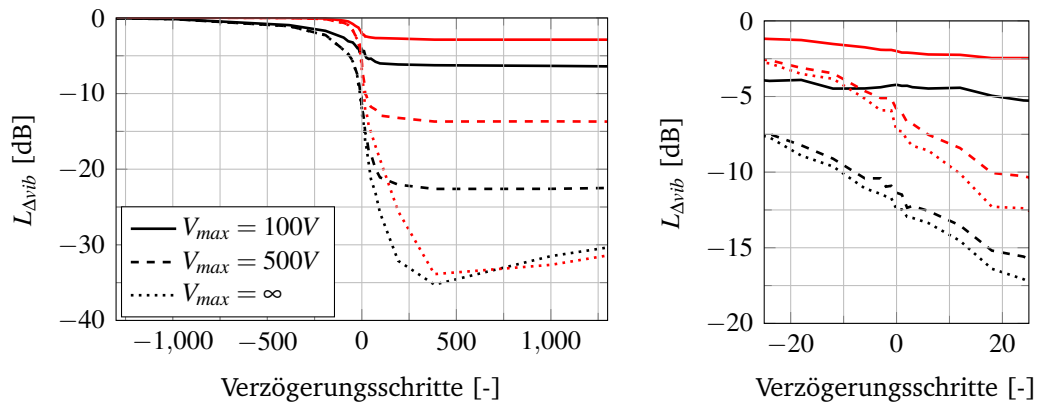


Abbildung 6.14: Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von Verzögerungsschritten und Stellgrößenbegrenzung für  $N = 4800$  für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System

fung erklärt werden, da die Energie des Systems nicht mehr in leicht erregbaren Strukturresonanzen konzentriert ist, sondern über den Frequenzbereich verteilt ist. Somit wird für das stärker gedämpfte System mehr Stellgröße über dem Frequenzbereich zum Auslösen der Primärschwingung benötigt als im schwach gedämpften System. Zusätzlich wird mehr Energie durch die Dämpfung dissipiert. Für den Bereich  $\beta < 0$  ist kein Einfluss der Stellgrößenreduktion zu erkennen, da hier die Beschränkungen durch die Kausalitätsbedingung bereits dominant sind.

Auch an dieser Stelle soll noch mal ein detaillierter Blick auf den Bereich kleiner Verzögerungsschritte geworfen werden. Auf der rechten Seite von Abbildung 6.14 ist ersichtlich, dass eine Beschränkung der Stellgröße auf 500 Volt für das schwach gedämpfte System vernachlässigbaren Einfluss hat, wohingegen die stärker gedämpfte Konfiguration bereits schon Einbußen in der Störgrößenreduktion aufzeigt.

Bei einer Begrenzung auf 100 V zeigen beide Dämpfungskonfigurationen einen großen Verlust an Störgrößenreduktion. Interessant ist der Fakt, dass bei einer Begrenzung von 100 V die Verzögerungsschritte nahezu vernachlässigbar werden. Der Unterschied zwischen  $\beta = -25$  und  $\beta = 25$  beträgt im schwach und im stärker gedämpften Fall lediglich noch -1 dB bzw. -3 dB.

Die zweite zu untersuchende Einflusskombination Stellgrößenbegrenzung/Filterlänge ist in Abbildung 6.15 dargestellt. Eine Stellgrößenbeschränkung führt für beide Dämpfungskonfigurationen dazu, dass kürzere Filter verwendet werden können. Wo für eine bestmögliche Leistungsfähigkeit im unbegrenzten Fall noch ca. 1800 Gewichte nötig waren, ist bei einer Begrenzung von 500 V für das schwach gedämpfte nur noch eine

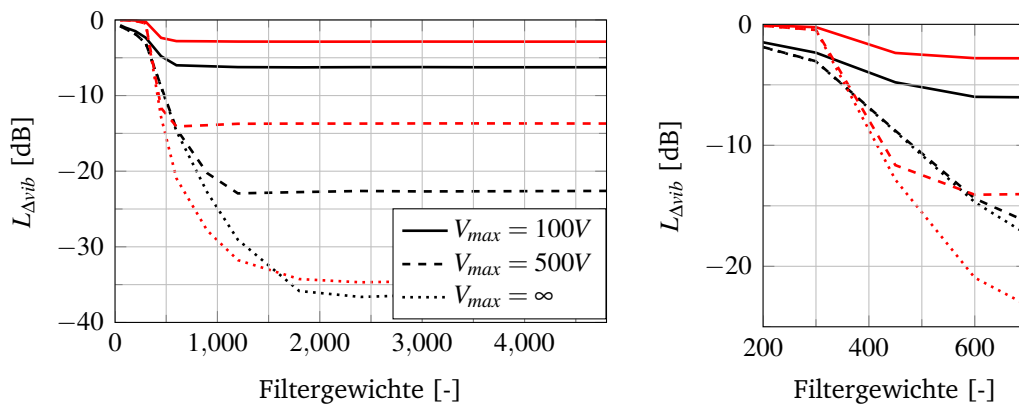


Abbildung 6.15: Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von Filtergewichten für div. Stellgrößenbegrenzung für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System bei  $\beta = 384$

Länge von 1200 und für das stark gedämpfte System eine Länge von 600 Gewichten nötig.

Anhand der vorgenommenen Untersuchungen an SISASO Systemen können folgende Zusammenhänge festgestellt werden:

- Sowohl die Verzögerung  $\beta$ , als auch die Filterlänge  $N$  haben einen großen Einfluss auf die Störgrößenreduktion. Die beiden Parameter sind jedoch auch voneinander abhängig, so ist für eine hohe Störgrößenreduktion neben genügend Laufzeit auch ein langes Filter zur Maximierung der Störgrößenreduktion nötig. Eine stetige Erhöhung von  $\beta$  und  $N$  führt zur Sättigung der Störgrößenreduktion.
- Eine erhöhte Dämpfung bewirkt im Bereich  $\beta < 0$  eine geringere Störgrößenreduktion aufgrund der ausbleibenden Färbung des breitbandigen stochastischen Störsignals durch die Streckendynamik.
- Eine Stellgrößenbegrenzung führt zu einer geringeren Störgrößenreduktion, wobei kürzere Filter und geringere Verzögerungen ausreichen, um die maximale Leistungsfähigkeit zu erreichen.
- Im Bereich geringer Verzögerungsschritte ( $\beta = -25$  bis  $\beta = 25$ ) ist der Zugewinn an Leistungsfähigkeit pro Zeitschritt im stärker gedämpften Fall größer als im schwach gedämpften Fall.

Die hier gewonnenen Erkenntnisse bestätigen Hypothese 1, nach der die Berechnung der Störgrößenreduktion einer Steuerung nur durch die Berücksichtigung aller Para-



meter möglich ist. Da jeder Zeitschritt, oder jedes Filtergewicht für die Störgrößenreduktion einer Steuerung relevant sind und diese Parameter durch die Aktuatorplatzierung beeinflusst werden können, erhärtet sich auch die in Hypothese 2 aufgestellte Vermutung.

### 6.2.4 SISAMO-Systeme

In diesem Abschnitt soll untersucht werden, inwiefern die Leistungsfähigkeit durch die Überbestimmtheit einer Steuerung (mehr Sensoren als Aktuatoren) beeinflusst wird. Für die durchgeführten Untersuchungen wird Anregung F1, Aktuator A1 und die Sensoren S1 bis S3 aus Abbildung 6.2 verwendet. Die Leistungsfähigkeit wird im Falle mehrerer Sensoren über den Mittelwert der Einzelspektren der Sensoren gebildet (vgl. Gleichung 5.7), um die Leistungsfähigkeit in einer Zahl darzustellen.

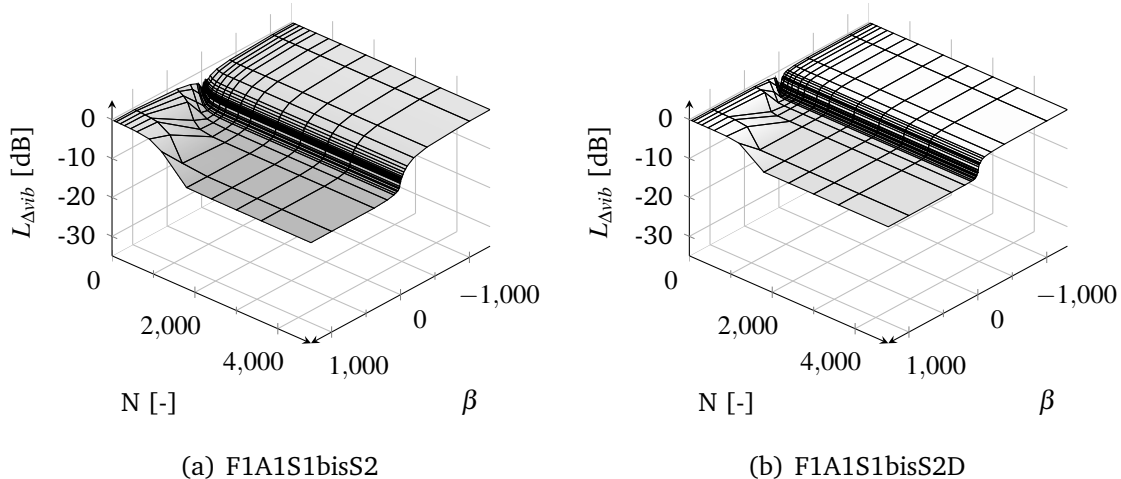


Abbildung 6.16: Parameterfelder der Steuerungskonfigurationen mit zwei Sensoren für eine unbegrenzte Stellgröße, schwach (links) und stark (rechts) gedämpft

In den Abbildungen 6.16 und 6.17 sind die Parameterfelder der Steuerungen für eine unbegrenzte Stellgröße gegeben. Es sind deutlich die Einbußen der Leistungsfähigkeit für alle dargestellten Konfigurationen zu erkennen. Die Veränderung von einem quadratischen zum nächstgrößeren rechteckigen System führt sofort zu einer Leistungseinbuße von ca. 20 dB. Dagegen bewirkt die Erhöhung der Sensoranzahl von zwei auf drei nur noch kleinere Einbußen in der Leistungsfähigkeit. Die Effekte des rechteckigen Systems können mit denen einer Stellgrößenbegrenzung verglichen werden, welche die Leistungsfähigkeit ebenfalls in gleichem Maße begrenzt wie eine Überbestimmtheit. Das optimale Filter eines überbestimmten Systems erzeugt durch

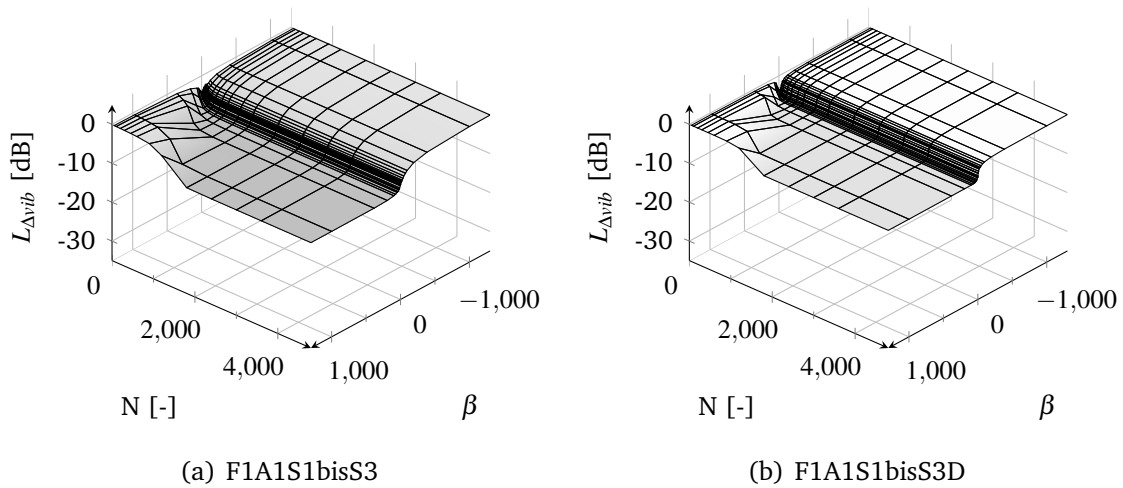


Abbildung 6.17: Parameterfelder der Steuerungskonfigurationen mit drei Sensoren für eine unbegrenzte Stellgröße, schwach (links) und stark (rechts) gedämpft

die Randbedingung des zweiten Fehlersensors weniger Stellgröße [85]. Dementsprechend ist eine Stellgrößenbegrenzung auf z.B. 500 V bzw. 100 V für ein rechteckiges System vernachlässigbar, weil die Störgrößenreduktion durch die Überbestimmtheit selbst bereits stark limitiert ist (vgl. Abschnitt B.6, z.B. Abbildung B.2).

Jedoch ist auch im rechteckigen Fall der Einfluss von  $\beta$  deutlich zu erkennen, auch wenn der Vorteil eines kausalen Systems durch die erhöhte Sensoranzahl beschränkt ist. Ebenso ist der Einfluss der Filtergewichte erkennbar, welcher jedoch ebenfalls schwächer ausgeprägt ist als im quadratischen Fall.

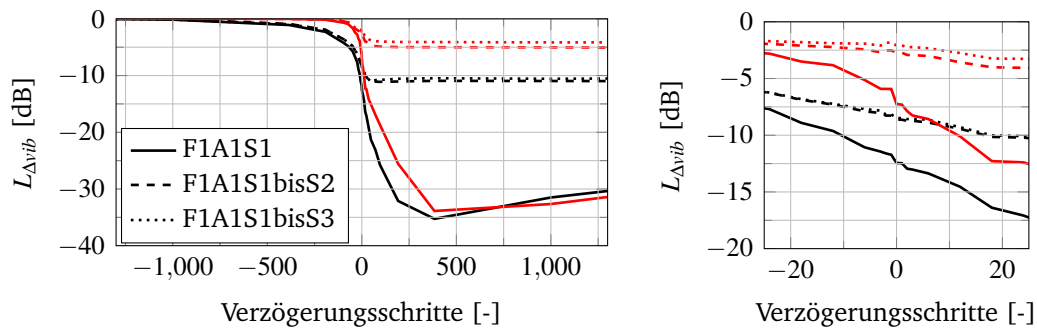


Abbildung 6.18: Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit des Sensors S1 von der Überbestimmtheit und den Verzögerungsschritten für  $N = 4800$  für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System

Um die Effekte rechteckiger Systeme zu untersuchen, wird im Folgenden nur noch die Störgrößenreduktion an Sensor S1 betrachtet, da dieser in allen Konfiguratio-

nen verwendet wird. In Abbildung 6.18 ist dazu die Störgrößenreduktion des Sensors S1 über den Verzögerungsschritten für die Systeme F1A1S1, F1A1S1bisS2 und F1A1S1bisS3 für eine Filterlänge von  $N = 4800$  dargestellt. Es bestätigt sich die Aussage, dass die Erhöhung von zwei auf drei Fehlersensoren nur noch einen kleinen Einfluss auf die Leistungsfähigkeit hat, sowohl für große  $\beta$ -Werte als auch für einen kleinen  $\beta$ -Bereich. Es ist ebenfalls sehr gut zu erkennen, dass der Einfluss der Kausalitätsbedingung mit zunehmender Fehlersensorenanzahl abnimmt, wie auch schon bei einer Stellgrößenbegrenzung. Im Fall des schwach gedämpften Systems ist die Dynamik zwischen  $\beta = -25$  und  $\beta = 25$  für einen Sensor -10 dB und für zwei bzw. drei Sensoren -4 dB. Für das stärker gedämpfte System ist die Dynamik für einen Sensor ebenfalls bei -10 dB, für zwei Sensoren -2 dB und für 3 Sensoren bei nur noch -1 dB. Abschließend soll die Störgrößenreduktion noch in Abhängigkeit der Fehlersensorenanzahl und der Filtergewichte für  $\beta = 384$  genauer untersucht werden, welche in Abbildung 6.19 dargestellt ist. Ziel dieser Untersuchung ist die Analyse der benötigten Filterlänge bei einem überbestimmten System. Ebenfalls vergleichbar mit einer Stell-

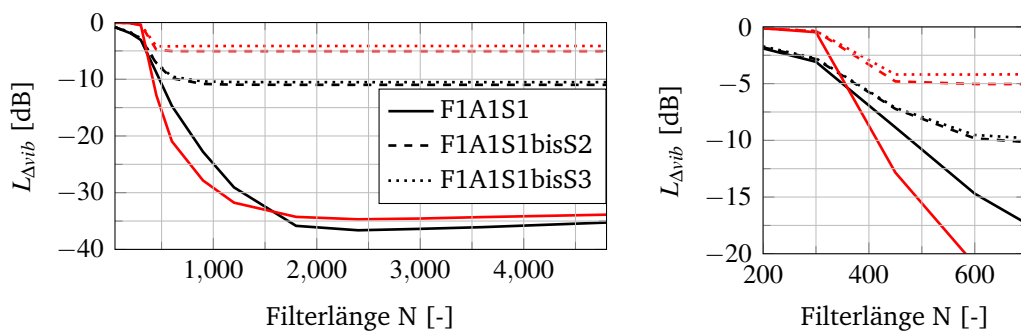


Abbildung 6.19: Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit des Sensors S1 von der Überbestimmtheit und der Filterlänge für  $\beta = 384$  für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System

größenbegrenzung sinkt auch die benötigte Filterlänge bei rechteckigen Systemen, um die größtmögliche Störgrößenreduktion zu erreichen. Wie auch schon bei der Analyse der Verzögerungsschritte gezeigt, ist die maximale Reduktion im gedämpften System kleiner als im schwach gedämpften System, was zur Folge hat, dass auch ein kürzeres Filter im gedämpften Fall ausreicht.

Zusammenfassend kann der Einfluss der Überbestimmtheit als sehr restriktiv für die Störgrößenreduktion eingeschätzt werden. Im Bereich kleiner  $\beta$ -Werte sinkt der Einfluss der Kausalitätsbedingung stark, wenn die Anzahl der Fehlersensoren steigt. Durch die begrenzte Störgrößenreduktion können für überstimmte Systeme kürzere Filter

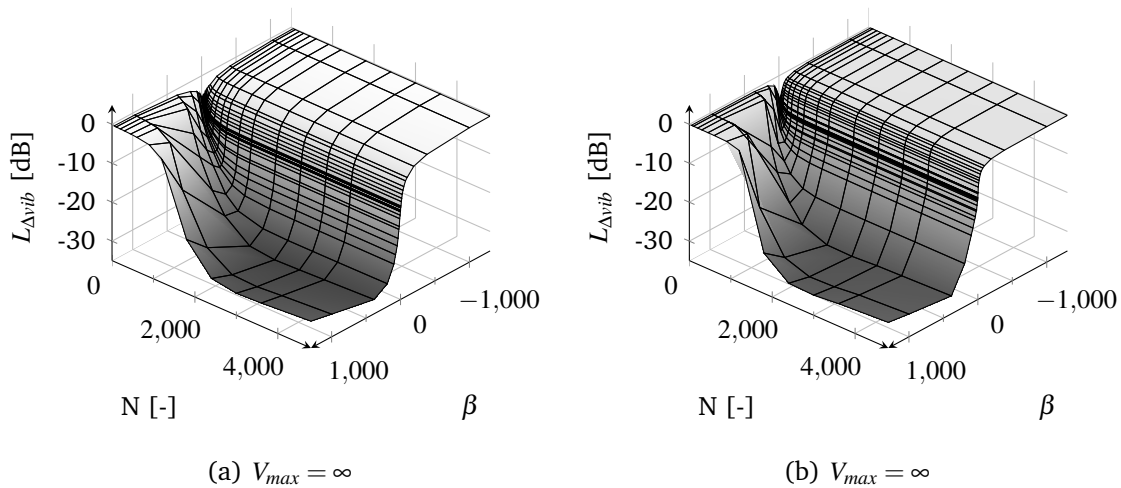


Abbildung 6.20: Parameterfelder der Steuerungskonfigurationen mit multipler Störangeregung für eine unbegrenzte Stellgröße, schwach (links) und stark (rechts) gedämpft

eingesetzt werden, um die maximale Leistungsfähigkeit zu erzielen.

### 6.2.5 MISASO-Systeme

Der Einfluss der Störquellenanzahl auf die Störgrößenreduktion eines quadratischen Systems ist, bei der Annahme von kohärenten Referenzsignalen und einer LQOS, vernachlässigbar. Diese Aussage resultiert aus der Überlegung, dass die unterschiedlichen Störquellen am Fehlersensor superponiert werden. Die resultierende Störgröße kann bei kohärenten Referenzsignalen einfach durch zwei Filter mit einem Aktuator ebenfalls superponiert werden, was für die lokale Störgrößenreduktion bedeutet, dass die Anzahl der Störquellen nicht relevant ist. Diese These gilt aber nur unter der Annahme, dass die jeweiligen Pfade  $\frac{P_1(z)}{S(z)}$  und  $\frac{P_2(z)}{S(z)}$  ideal abgebildet werden können. Da in dieser Arbeit aber der Einfluss der Filterlänge und damit genau diese Abbildung nicht ideal ist, könnte die benötigte Filterlänge solcher Systeme variieren. Die Kausalitätsbedingung könnte hier ebenfalls einen Einfluss haben, da die verschiedenen Primärlaufzeiten unterschiedliche Verzögerungsschritte erfordern könnten, um die Kausalitätsbedingung zu erfüllen.

Zur Validierung dieser Aussagen wird ein System mit zwei Störquellen (F1 und F2, siehe Abbildung 6.2), einem Sekundäraktuator (A1) und einem Fehlersensor S1 analysiert. In Abbildung 6.20 sind die Parameterfelder für die beiden Dämpfungskonfigurationen dargestellt. In dieser großskaligen Darstellung ist deutlich die Ähnlichkeit der gezeigten Parameterfelder zu denen der SISASO Systeme erkennbar. Auch hier ist

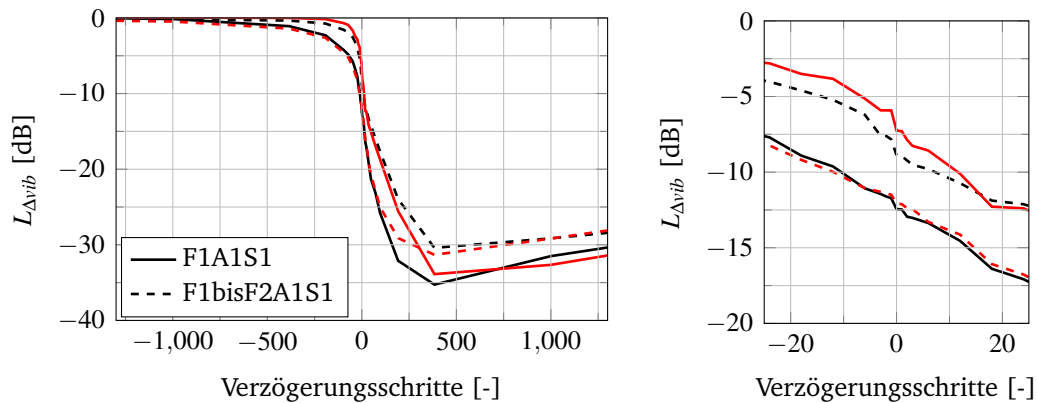


Abbildung 6.21: Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit des Sensors S1 von mehreren Störquellen und den Verzögerungsschritten für  $N = 4800$  für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System

bei ausreichender Filterlänge und Verzögerungsschritten eine Reduktion größer 30 dB möglich.

Für eine genauere Analyse der genannten Beobachtungen wird die Störgrößenreduktion in Abhängigkeit der Verzögerungsschritte für  $N = 4800$  in Abbildung 6.21 dargestellt. Für die schwach gedämpfte Konfiguration ist ein Einfluss der multiplen Störangeregung, insbesondere für den Bereich  $\beta < 0$ , zu erkennen. Dadurch sinkt bei einem Laufzeitnachteil die erreichbare Störgrößenreduktion, was auch für den Bereich kleiner  $\beta$ -Werte gilt. Im Vergleich zum SISASO-System sinkt die Reduktion im kleinen  $\beta$  Bereich um ca. 4 dB. Die maximal erreichbare Störgrößenreduktion ist um ca. 5 dB reduziert. Zusätzlich zeigt die Kurve des MISASO-Systems einen geringeren Zuwachs an Leistungsfähigkeit pro Verzögerungsschritt für  $\beta > 100$ . Das schwächer gedämpfte System bestätigt die Vermutung, dass multiple Störquellen durch die doppelte Kausalitätsbedingung (für beide Primärpfade) einen Einfluss auf die mögliche Störgrößenreduktion haben können.

Im Gegensatz zum schwach gedämpften zeigt das stärker gedämpfte System ein entgegengesetztes Verhalten. Bei mehreren Störquellen ist z.B. für  $\beta = 0$  eine deutliche Störgrößenreduktion gegenüber dem SISASO-System (-6.5 dB) von -12.5 dB möglich. Die höhere Störgrößenreduktion gilt für den gesamten kleinen  $\beta$  Bereich. Für den Bereich  $\beta > 100$  zeigt das MISASO-System zudem noch einen höheren Leistungsfähigkeitszuwachs pro Zeitschritt als das SISASO-System. Nur das Verhalten bei maximaler Störgrößenreduktion ist dem des schwach gedämpften Systems gleich, da auch hier das SISASO-System ca. 5 dB mehr Reduktion aufzeigt als das MISASO-System. In Ab-

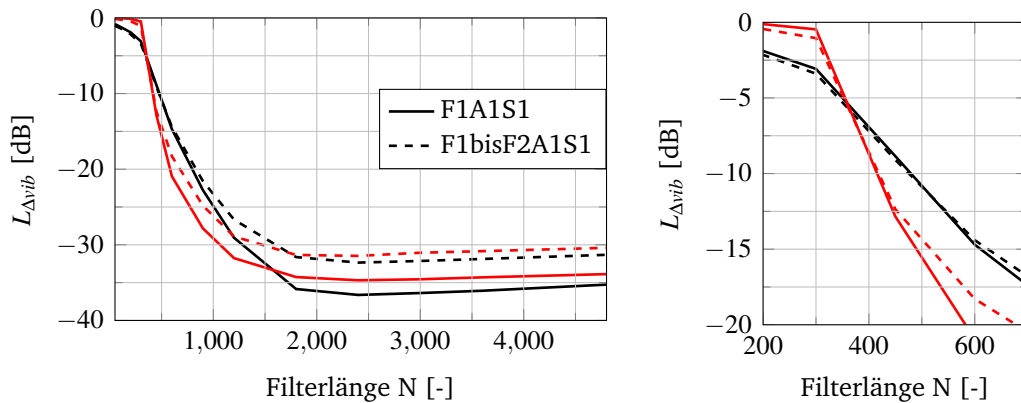


Abbildung 6.22: Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit des Sensors S1 von mehreren Störquellen und der Filterlänge für  $\beta = 384$  für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System

Abbildung 6.22 ist die Störgrößenreduktion in Abhängigkeit der Filterlänge für  $\beta = 384$  abgebildet. Es bestätigt sich die Vermutung, dass bei mehreren Störquellen die benötigte Filterlänge zum Erreichen einer definierten Störgrößenreduktion steigt. Jedoch sind die unterschiedlichen Filterlängen eher klein, so dass dieser Effekt vernachlässigbar ist.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass mehrere Störquellen die Störgrößenreduktion bei Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung und der Filterlänge im Gegensatz zur LQOS beeinflussen können. Allgemeine Aussagen lassen sich jedoch aus den durchgeführten Untersuchungen nicht ableiten. Abschließend ist festzustellen, dass bei mehreren Störquellen der Einfluss einer Stellgrößenbegrenzung höher ist, da durch die beiden stochastischen Störquellen in der Regel mehr Energie in das System eingetragen wird als bei nur einer Störquelle (siehe Abbildung B.4 bzw. B.10).

### 6.2.6 SIMAMO-Systeme

In diesem Abschnitt soll kurz ein quadratisches Mehrgrößensystem analysiert werden, indem 2 Sensoren und 2 Aktuatoren als Steuerungssystem verwendet werden. Nach [85] sind für quadratische Mehrgrößensysteme keine Einschränkungen der Störgrößenreduktion zu erwarten. In der Literatur wird für Mehrgrößensysteme jedoch auch eine höhere benötigte Laufzeit für die Modellierung der inversen Sekundärstrecke beschrieben [31]. Dieser Effekt soll anhand der Systeme F1A1S1 und F1A1bisA2S1bisS2 untersucht werden. Die Leistungsfähigkeit für eine unbegrenzte Stellgröße und einer Filteranzahl von 2400 ist für die genannten Systeme in Abbildung 6.23 dargestellt.

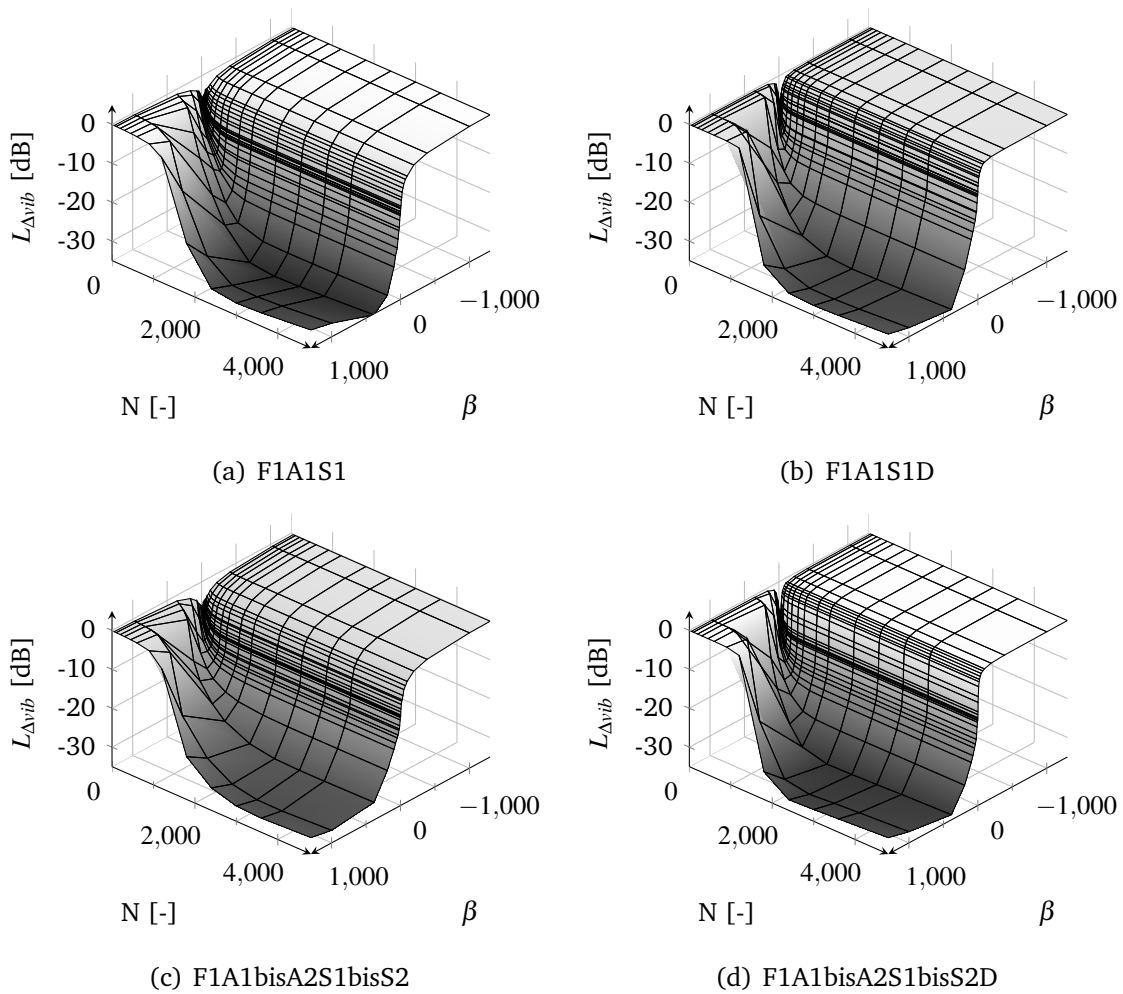


Abbildung 6.23: Einfluss der Sekundärpfadgröße auf die Leistungsfähigkeit in Abhängigkeit der Laufzeit für  $N = 2400$

Zunächst ist festzuhalten, dass in Abbildung 6.23 die gemittelte Störgrößenreduktion aus den Sensoren S1 und S2 des SIMAMO Systems dargestellt ist. Die integrierte Störgrößenreduktion der Sensoren S1 und S2 weicht jedoch nicht mehr als 2 dB voneinander ab, wodurch ein Vergleich der gemittelten Werte ausreicht.

Die Systeme mit schwächerer Dämpfung zeigen leichte Unterschiede in den Parameterfeldern, wohingegen die Systeme mit stärkerer Dämpfung nahezu identisch aussehen. Bei schwacher Dämpfung erreicht das MIMO- gegenüber dem SISO-System erst mit mehr Verzögerungsschritten die maximale Reduktion, was die Forderung nach mehr Laufzeit bei größeren Sekundärpfadmodellen aus der Literatur bestätigt.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass ein quadratisches MIMO-System in der Lage ist, eine ähnliche Störgrößenreduktion zu erreichen, wie ein SISO-System, jedoch ist im schwach gedämpften Fall mehr Laufzeit nötig, um den Sekundärpfad abzubilden.

### 6.2.7 Zusammenfassung

Durch die Variation der Steuerungsparameter in den vorangegangenen Abschnitten konnte Hypothese 1 validiert werden. Hypothese 1 verlangt die Integration der Kausalitätsbedingung, der Filtergewichte, der Stellgrößenbegrenzung und die Abbildung der relevanten Laufzeiten in die Simulation von Steuerungssystemen, um die Störgrößenreduktion zu ermitteln.

Mit Hilfe der Variation der Verzögerungsschritte konnte gezeigt werden, dass die Kausalitätsbedingung einen entscheidenden Einfluss auf die Störgrößenreduktion besitzt. Es konnte aber auch gezeigt werden, dass die Länge des digitalen Filters die Störgrößenreduktion maßgeblich beeinflusst. Für Hypothese 1 ist aber die gegenseitige Beeinflussung von Filtergewichten und Verzögerungsschritten entscheidend, so dass sie für eine Gesamtsystemmodellierung immer zusammen betrachtet werden müssen. Die Betrachtung der Stellgrößenbegrenzung als auch rechteckiger Systeme zeigen, dass bei Limitierung der Störgrößenreduktion durch diese Parameter kausale Systeme zwar immer noch leistungsfähiger sind, als nicht-kausale, die Differenz dieser Systeme jedoch kleiner wird. Ebenfalls können kürzere Filter verwendet werden, da die benötigte Filterlänge zum Erreichen der maximalen Störgrößenreduktion abnimmt.

Die Variation der Strukturdämpfung zeigt, dass stärker gedämpfte Systeme stärker durch negative Verzögerungen beschränkt werden, da die Filterwirkung der Strukturresonanzen deutlich gemindert wird.



### 6.3 Sensitivität der Aktuatorplatzierung auf die Variation der Steuerungsparameter

Die identifizierten technischen und physikalischen Einflussgrößen einer Steuerung (Filterlaufzeiten, Filtergewichte, Kausalität) sollen in diesem Abschnitt in Hinblick auf ihren Einfluss auf die Aktuatorplatzierungen untersucht werden.

Aufgrund der Vielzahl an Einflussparametern, welche die Störgrößenreduktion einer Steuerung beeinflussen können, wird sich für die weiteren Untersuchungen auf SISASO-Systeme beschränkt. Durch die Analyse von SISASO-Systemen kann ein grundlegendes Verständnis des Einflusses der Steuerungsparameter (Kausalität, Laufzeit, Filterlänge und Stellgrößenbegrenzung) geschaffen werden und die Hypothesen dieser Arbeit überprüft werden. Im Ausblick werden dann weitere Fragestellungen zu Mehrgrößensystemen aufgeworfen und diskutiert.

Aus den vorangegangenen Untersuchungen lassen sich Erwartungen über den Einfluss der Steuerungsparameter auf die Aktuatorplatzierung formulieren; in Tabelle 6.3 sind diese zusammengestellt.

Tabelle 6.3: Auswirkungen der Steuerungsparameter auf die Störgrößenreduktion und erwarteter Einfluss auf die Aktuatorplatzierung

Parameter	Dämpfung	Einfluss auf Störgröße	Einfluss auf Aktuatorplatzierung
Filterlänge	schwach	groß	mittel
	stärker	mittel	gering
Kausalität	schwach	groß	groß
	stärker	groß	groß
SVL	schwach	mittel	gering
	stärker	groß	mittel
Stellgröße	schwach	groß	gering
	stärker	groß	gering

Zum Verständnis dieser Tabelle soll ein kurzes Beispiel erläutert werden: Die Integration der Kausalitätsbedingung hat für beide Dämpfungskonfigurationen einen großen Einfluss auf die Störgrößenreduktion, weswegen auch ein großer Einfluss auf die Aktuatorplatzierung erwartet wird. Im Bereich kleiner Laufzeitvariationen, wie z.B.

durch die SVL, zeigt das schwach gedämpfte System nur kleine Änderungen in der Störgrößenreduktion, wohingegen das stärker gedämpfte System sensibler auf kleine Laufzeitvariationen reagiert. Aus diesen Gründen wird bei der Integration der SVL für das schwach gedämpfte System nur ein geringer Einfluss auf die Platzierung erwartet, wohingegen für das stärker gedämpfte System ein erhöhter Einfluss erwartet wird. Da bei der Integration der SVL aber auch im stärker gedämpften Fall keine sprunghaften Anstiege der Reduktion erfolgen, wird hier ein mittlerer Einfluss angenommen.

Die Berechnungszeit einer Aktuatoroptimierung ist deutlich größer, als die vergleichsweise einfache Berechnung einer Steuerung, wodurch der zu untersuchende Parameterraum deutlich eingeschränkt werden muss. Deswegen werden die Einflüsse von Kausalität, der analogen und digitalen Signalverarbeitungselemente, der Filterlänge und der Stellgrößenbeschränkung anhand der folgenden Steuerungskonfigurationen (vgl. Abschnitt 6.1) durchgeführt, welche nur drei Laufzeitkonfigurationen abdecken:

*Kausale Steuerungsberechnung mit Signalverarbeitungslaufzeiten (KMSVL):*

Bei der Berechnung der kausalen Optimalsteuerung werden die verzögerte Sekundärstrecke  $\tilde{S}(z)$ , das Referenzsignal  $x(n)$  und das Störsignal  $d(n)$  verwendet.

*Kausale Steuerungsberechnung ohne Signalverarbeitungslaufzeiten (KOSVL):*

Bei der Berechnung der kausalen Optimalsteuerung werden die Sekundärstrecke  $S(z)$ , das Referenzsignal  $x(n)$  und das Störsignal  $d(n)$  verwendet.

*Nicht kausale Steuerungsberechnung (NK):*

Die nicht kausale Steuerungsberechnung wird auf Grund der Verwendung der gleichen Steuerungsberechnung (vgl. Abschnitt 3.3.4) durch eine zusätzliche Verzögerung des Primärpfades erreicht. Deswegen wird bei der Berechnung der kausalen Optimalsteuerung die Sekundärstrecke  $S(z)$ , das Referenzsignal  $x(n)$  und das verzögerte Störsignal  $\tilde{d}(n)$  verwendet. Die Verzögerung des Primärpfades wird mit  $\beta = 20$  festgelegt<sup>6</sup>, was eine relevante Laufzeit für ein AVC darstellen könnte (vgl. Abschnitt 4.3). Dieses Vorgehen dient zum einen der Annäherung einer LQOS, ohne auf ein anderes Berechnungsverfahren im Frequenzbereich zurückzugreifen, was wiederum zusätzliche unerwünschte Effekte beim Vergleich der Steuerungen induzieren würde (Filterlängen,

---

<sup>6</sup>Die Verzögerung von  $\beta = 20$  bedeutet eine Laufzeit von ca. 17 ms, bei einer gegebenen Abtastfrequenz von  $F_s = 1200\text{Hz}$ .

Tabelle 6.4: Simulationsparameter für die Aktuatorplatzierung

Parameter	Werte
Filtergewichte	100, 200, 300, 450, 600, 1200, 2400
Stellgrößen	100V, 500V, $\infty$ V
Steuerungskonfigurationen	NK, KMSVL, KOSVL

Zeitbereichsberechnung) und zum anderen einen nicht nur theoretisch, sondern auch praktisch realisierbaren Laufzeitvorteil zu verwenden.

Für die Variation der Filtergewichte innerhalb der Prozesskette wird ebenfalls auf die Erkenntnisse aus Abschnitt 6.2 zurückgegriffen. Eine Erhöhung der Filtergewichte auf mehr als 2400 zeigte in der Steuerungsperformance keinerlei positiven Einfluss mehr, deswegen werden 2400 Filtergewichte als obere Grenze gesetzt. Zudem ist anzumerken, dass 2400 Filtergewichte bereits eine hohe Rechnerauslastung bei kleinen Steuerungssystemen erfordern und eine weitere Erhöhung auch aus diesem Grund nicht sinnvoll ist. Die gewählten Stützstellen des Parameterbereiches werden in Tabelle 6.4 aufgeführt.

Bei der Wahl der Stellgrößenbeschränkungen wird die Zahl der Variationen auf drei reduziert, da sich in Abschnitt 6.2 gezeigt hat, dass die Stellgrößenbeschränkung die Leistungsfähigkeit lediglich früher in die Sättigung treibt, jedoch sonst keinerlei interessante Effekte aufweist. Es wird jedoch vermutet, dass bei der Aktuatorplatzierung die Steuerbarkeit bei begrenzter Störgröße an Relevanz gewinnt.

In den folgenden Abschnitten werden Aktuatoren für eine fest vorgegebene Sensorposition platziert. Die Festlegung auf eine feste Sensorpositionen dient der Vergleichbarkeit der optimierten Aktuatorplatzierungen und ist nicht als Einschränkung der Optimierungsfreiheitsgrade anzusehen, da in diesem Abschnitt nur lokale Reduktionen an den Fehlerpositionen betrachtet werden und keine globalen Metriken, bei denen die Positionen der lokalen Fehlersensoren ebenfalls eine Rolle spielen.

### 6.3.1 Globale Vorbetrachtung der Optimierungsaufgabe

In dieser Arbeit wurde die Hypothese aufgestellt, dass die Aktuatorplatzierung von mehreren Einflussparametern bestimmt wird und nur dann eine optimale Platzierung gefunden werden kann, wenn alle diese Einflussparameter in einer Gesamtsystemmodellierung berücksichtigt werden. Deswegen sollen im folgenden Abschnitt für die

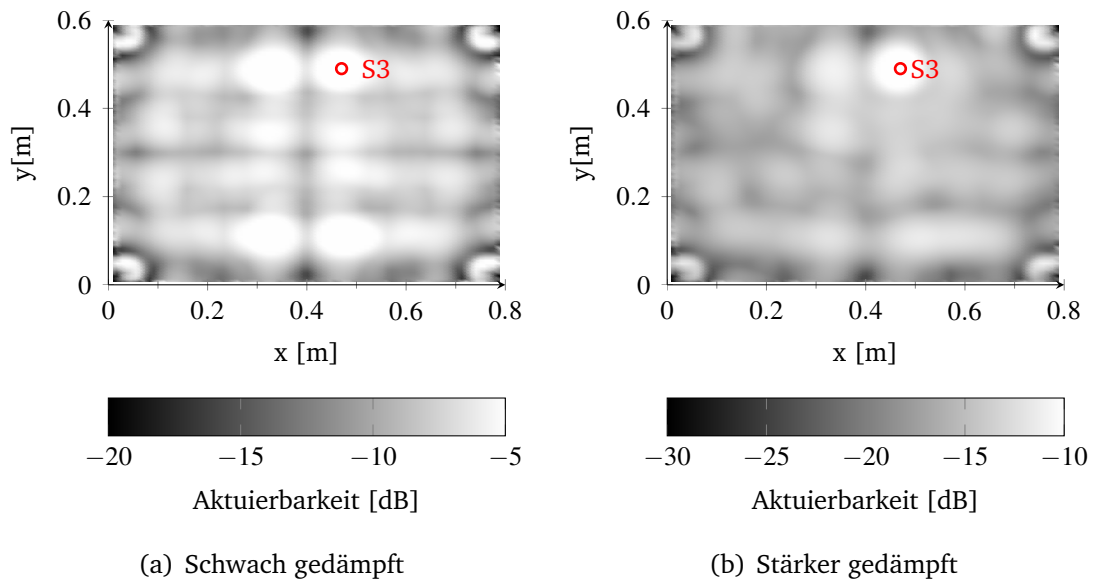


Abbildung 6.24: Aktuierbarkeit der schwach und stark gedämpften Platte für Sensorplatzierung S3

Sensorplatzierung S3, die bereits präsentierten Metriken, als örtliche Parameter in Abhängigkeit der Koordinaten der Platte global analysiert werden. Dabei werden die Aktuierbarkeit, die Steuerbarkeit, die Filtergüte und die Laufzeiten über der gesamten Platte dargestellt.

Mit Hilfe dieser Untersuchungen können erste Erkenntnisse darüber gewonnen werden, ob die unterschiedlichen Parameter zu gleichen, oder aber zu unterschiedlichen Aktuatorplatzierungen führen würden.

Um den Berechnungsaufwand zu beschränken, wird die Diskretisierung der Aktuatorpositionen in x- und y-Richtung für diese Betrachtungen auf einem groben Aktuatorenetz durchgeführt. Es sind in x- und y-Richtung 84 äquidistante Positionen diskretisiert. Zunächst werden für die gesamte Platte die Aktuierbarkeit (vgl. Gl. 5.12) in Abbildung 6.24 und die Gram'sche Steuerbarkeit (vgl. Gl. 3.25) in Abbildung 6.25 dargestellt.

Die Aktuierbarkeit über der Platte stellt den summierten Amplitudengang jeder Aktuatorposition (x,y) zum Sensor S3 dar. Dabei zeigt die kollokale Aktuatorposition bzw. dessen zur Plattenmitte symmetrische Platzierungen die höchste Aktuierbarkeit, sowohl für den schwach, als auch den stärker gedämpften Fall. Im Fall der stärker gedämpften Konfiguration ist die kollokale Platzierung noch dominanter, da mehr Energie durch die erhöhte Dämpfung dissipiert wird, wenn der Aktuator weiter vom Sensor entfernt ist. Die Regionen geringer Aktuierbarkeit (in den Knotenlinien der Moden)

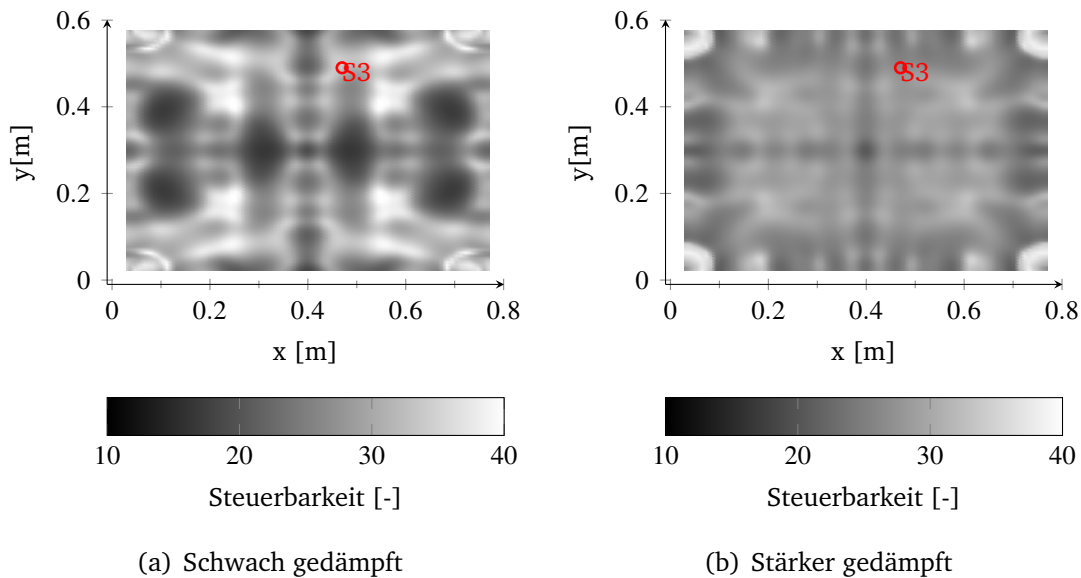


Abbildung 6.25: Steuerbarkeit der schwach und stark gedämpften Platte für Sensorplatzierung S3

sind ebenfalls nicht mehr so stark ausgeprägt. Dies ist ein Resultat der hohen Dämpfung, da durch Dämpfungskopplung der Moden keine klaren Nullstellen und Resonanzen mehr vorhanden sind. Aus Sicht der Aktuierbarkeit müsste ein optimal platzierter Aktuator kollokal zum Sensor platziert werden, bzw. im Fall schwacher Dämpfung an den zur Plattenmitte symmetrischen Positionen des Sensors S3. Die Unterschiede in der Aktuierbarkeit können über der Platte für das schwach bzw. stärker gedämpfte System bis zu 15 dB bzw. 20 dB betragen, was für die erforderliche Stellgröße zur Reduktion des Fehlersignals entscheidenden Einfluss haben kann.

Im Vergleich zur Aktuierbarkeit zeigt die Kartierung der Steuerbarkeit eine andere optimale Platzierung. Durch die Symmetrie der Aluminiumplatte stellen entweder die Positionen an den Einspannpunkten oder die vier Bereiche um die Plattenmitte ideale Aktuatorplatzierungen dar. Da die Steuerbarkeit im Vergleich zur Aktuierbarkeit eine globale Aussage über die Einkopplung einer Aktuatorplatzierung in die Struktur liefert, ist die Steuerbarkeit vermutlich relevanter für MIMO-Systeme und die Aktuierbarkeit für SISO-Systeme.

Die Laufzeiten zum Sensor S3 sind in Abbildung 6.26 dargestellt, wobei eine kollokale Platzierung zum Fehlersensor natürlicherweise keine Laufzeit einbringt. Zur Orientierung sind zwei Kreisbögen eingezeichnet, welche die Gebiete kausaler Systeme einmal ohne (rot) und einmal mit (grün) integrierter SVL für die Frequenz 600 Hz darstellen. Es ist deutlich zu erkennen, dass das Gebiet kausaler Systeme durch die SVL deutlich

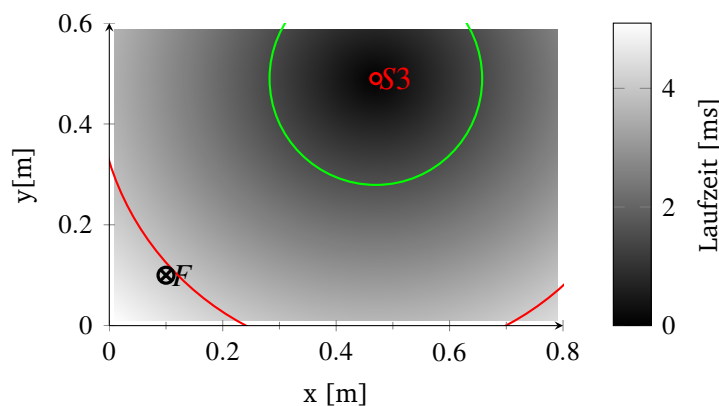


Abbildung 6.26: Analytische Laufzeiten über der Aluminiumplatte für S3

eingeschränkt wird. Ein ideal platzierter Aktuator aus Sicht der Laufzeit wäre demnach kollokal platziert. Die Laufzeiten sind durch die stärkere Dämpfung nicht betroffen.<sup>7</sup> Zum Abschluss der Vorbetrachtungen soll die Filtergüte über der Platte gezeigt werden. Für die Analyse der Filtergüte wird der Referenzfilter  $P(z)/S(z)$  direkt aus der Primärstrecke und der Sekundärstrecke berechnet. Anschließend wird eine Filterlänge von  $N = 450$  angenommen und die resultierende Filtergüte ermittelt. Die Filtergüte über der Aluminiumplatte ist in Abbildung 6.27 dargestellt. Ein Vergleich der Kartierungen zeigt deutlich, dass die stärker gedämpfte Konfiguration über der gesamten Platte eine deutlich höhere Filtergüte aufweist als die schwach gedämpfte Konfiguration. Dies hat zur Folge, dass im stärker gedämpften Fall kürzere Filter ausreichen, um eine ausreichend genaue Abbildung der Impulsantwort des Filters zu erhalten. Die Auswertung der Filtergüte über der Aluminiumplatte erlaubt jedoch keine klare Zuordnung einer optimalen Platzierung, da hier eine konkrete Filterlänge von  $N = 450$  angenommen wird. Die Kartierung der Filtergüte gibt jedoch einen Eindruck, in welchen Bereichen der Platte eher ein kurzes oder langes Filter eingesetzt werden kann. Dies ist insofern eine wichtige Information, um mögliche Begrenzungen der Leistungsfähigkeit verschiedener Aktuatorpositionen besser zu verstehen. Es bleibt festzuhalten, dass die Filtergüte im Bereich der Kraftanregung höher ist als im Bereich des Fehlersensors. Aus den Simulationen in 6.2 ist bekannt, dass zur Ausnutzung eines Laufzeitvorteils ebenfalls ein langes Filter benötigt wird. Es liegt die Vermutung nahe, dass bei kurzer Filterlänge die Aktuatoren weniger nach der Kausalitätsbedingung platziert werden,

<sup>7</sup>Aus praktischer Sicht ist auch die Laufzeit der Plattenstruktur beeinflusst, da die aufgebrachte CLD-Schicht die Biegeschwingungsgeschwindigkeit der Platte beeinflussen würde. Für die vereinfachte analytische Betrachtung der Laufzeit mit Formel 5.19 wird die erhöhte Dämpfung jedoch vernachlässigt und somit sind die Laufzeiten für beide Dämpfungskonfigurationen als gleich angenommen.

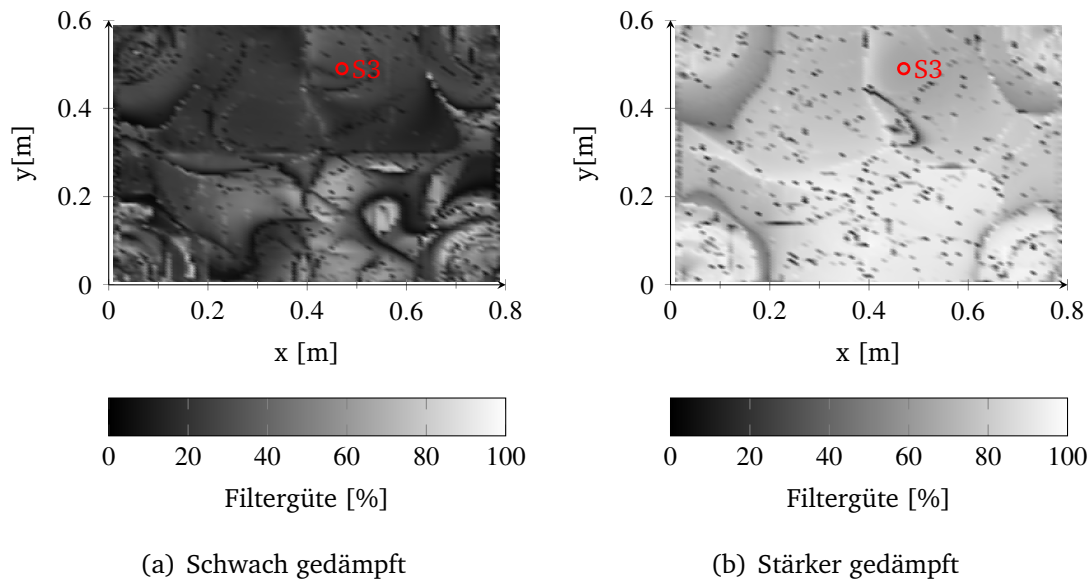


Abbildung 6.27: Filtergüte der schwach und stark gedämpften Platte für Sensorplatzierung S3 bei 450 Filtergewichten

sondern eher im Bereich hoher Filtergüte.

Die hier über der Aluminiumplatte dargestellten Metriken unterstützen die Hypothese dieser Arbeit, nach der eine optimierte Platzierung nur mit Hilfe einer Gesamtsystemmodellierung ausgelegt werden sollte, da die global betrachteten Metriken unterschiedliche Optima aufweisen und somit nicht einfach verständlich ist, an welcher Stelle eine optimale Platzierung eines Aktuators für ein Steuerungssystem ist. In den folgenden Abschnitten sollen die einzelnen Einflussfaktoren nun anhand von Optimierungen detailliert untersucht werden.

Die in den folgenden Abschnitten präsentierten Aktuatorplatzierungen sind das Resultat von genetischen Optimierungen. Da eine genetische Optimierung ein stochastisches Verfahren ist, sind die Ergebnisse einer genetischen Optimierung nicht zwingend reproduzierbar. Aus diesem Grund werden für alle untersuchten Konfiguration drei Optimierungsläufe durchgeführt. Anschließend wird aus diesen drei Läufen das beste Individuum als optimale Lösung angenommen. Für die Aktuatorpositionsoptimierung in den folgenden Untersuchungen wird zudem wieder auf die feine Diskretisierung der möglichen Platzierungen von  $1024 \times 1024$  in x- und y-Richtung zurückgegriffen. Die verwendeten Parameter der genetischen Optimierung sind im Anhang B.1 zusammengefasst.

### 6.3.2 Einfluss der Kausalitätsbedingung

In diesem Abschnitt soll die Auswirkung der Kausalitätsbedingung auf die Aktuatorplatzierung untersucht werden. Damit wird ein Teil der Hypothese 2 untersucht, nach der die Kausalität einen Einfluss auf die Aktuatorplatzierung hat. Dazu werden die NK und KOSVL Konfigurationen miteinander verglichen, wobei keine Stellgrößenbegrenzung eingeführt wird und eine Filterlänge von 2400 angenommen wird, um Restriktionen aus der Aktuatorsättigung und der Filterlänge zu vermeiden. Durch die Integration der Kausalitätsbedingung wird erwartet, dass der Aktuator, welcher mit der KOSVL-Methode platziert wird, trotz erhöhter Steuerbarkeit nahe der Erregerstelle, kollokal zum Sensor platziert wird, da dort keine Sekundärlaufzeit vorhanden ist und die Aktuierbarkeit maximal ist.

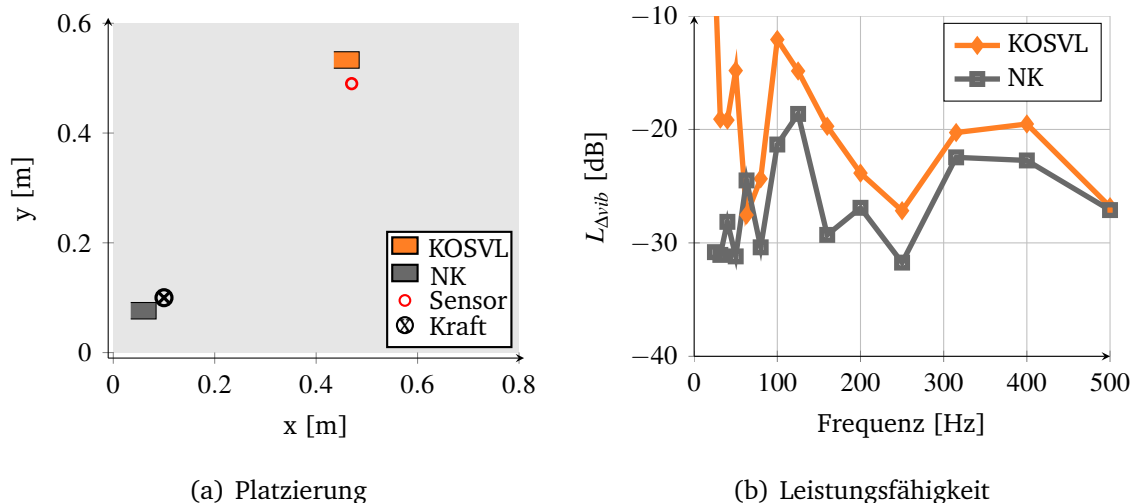


Abbildung 6.28: Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration für  $N = 2400$

Abbildung 6.28 zeigt einen deutlichen geometrischen Unterschied in der Aktuatorplatzierung zwischen der NK und der KOSVL Konfiguration.

Durch die 20 synthetischen Verzögerungsschritte kann die NK Platzierung eine breitbandige Störgrößenreduktion von 20 bis 30 dB erzielen, obwohl sie physikalisch gesehen nicht kausal ist (vgl. Abbildung 6.30). Genau dieser Effekt tritt aber auch bei der im Stand der Technik beschriebenen LQOS auf, da diese die Kausalitätsbedingung ebenfalls unberücksichtigt lässt. Aus Kausalitätsaspekten wäre jedoch trotz der synthetischen Verzögerung eine Platzierung des Aktuators kollokal am Fehlersensor optimal, da die NK Platzierung auch hier noch einen größeren Laufzeitvorteil erzielen würde.



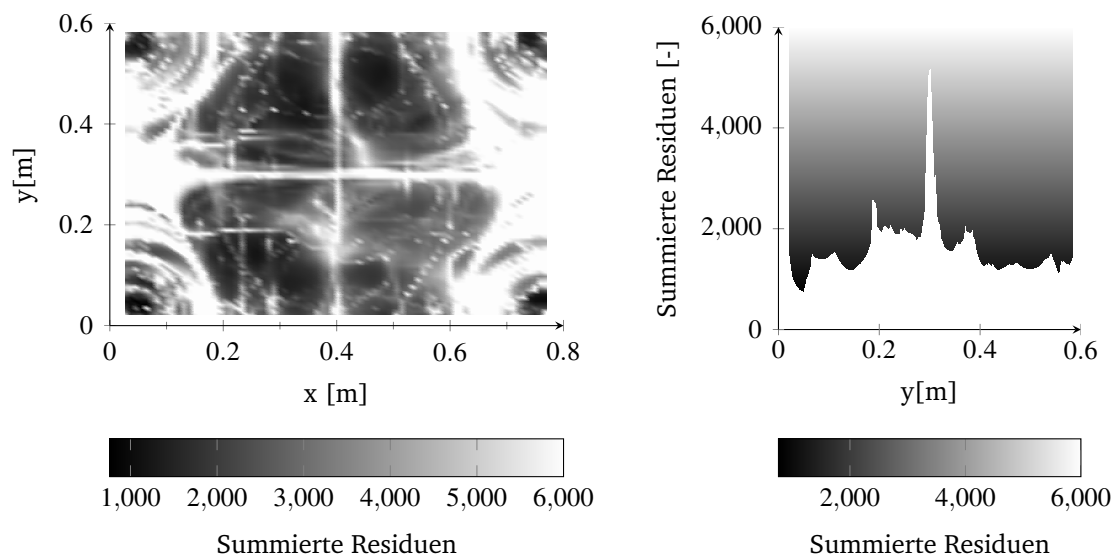


Abbildung 6.29: Aufsummierte Residuen der NK-Filter über der Aluminiumplatte

Mit der Annahme von 2400 Filtergewichten wird die Impulsantwort zwar schon lang gewählt, jedoch sind die abgeschnitten Residuen im Falle einer Platzierung nahe an der Anregungsstelle kleiner als nahe des Fehlersensors. Ähnlich zu Abbildung 6.27 sind in Abbildung 6.29 die Residuen des Filters<sup>8</sup> der NK-Konfiguration dargestellt. In Abbildung 6.29 sind auf der linken Seite die Residuen in der Draufsicht dargestellt, wobei die Residuen in den Ecken und an der Fehlersensorposition gering sind. Auf der rechten Seite ist eine Ansicht aus der y-z-Ebene dargestellt, wo ersichtlich wird, dass in der linken unteren Ecke (am Ort der Anregung) die Residuen minimal sind. Die minimalen Residuen geben bei einer starken Störgrößenreduktion, wie sie bei der NK-Konfiguration vorliegt, den entscheidenden Vorteil in der Platzierung nahe der Störangeregung, was letztendlich begründet, dass die NK-Platzierungen nicht in Richtung des Sensors verschoben werden.

Demgegenüber wird der Aktuator der KOSVL Konfiguration nahe der Sensorstelle platziert, was zur Einhaltung der Kausalitätsbedingung führt. Die Analyse der vereinfachten analytischen Laufzeiten ist in Abbildung 6.30 gezeigt.

Wie bereits beschrieben, ist die Laufzeit des unverzögerten Primärpfades  $P(z)$  kleiner als die Laufzeit der Sekundärstrecke der NK Konfiguration, jedoch größer als die des Sekundärpfades der KOSVL Konfiguration. In der Veränderung der Aktuatorplat-

<sup>8</sup>Für die Berechnung der Residuen wird ein Filter mit der NK-Konfiguration mit 4800 Gewichten berechnet, anschließend werden die ersten 2400 Gewichte auf Null gesetzt und dann die Summe über den Betrag der Filtergewichte gebildet.

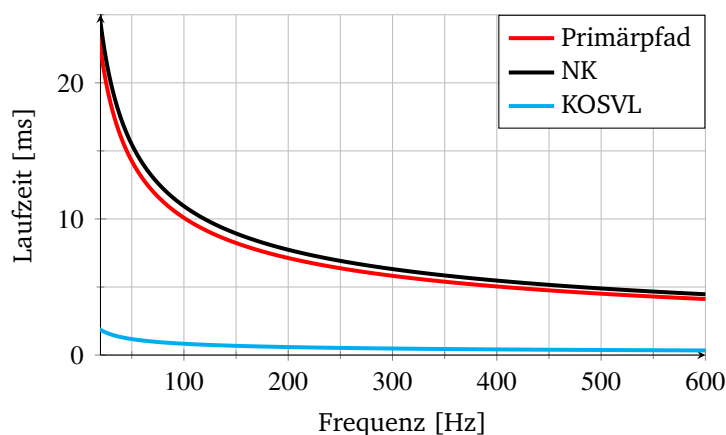


Abbildung 6.30: Analytische Laufzeiten für die Aktuatorplatzierungen NK, KOSVL und des Primärpfades

zierung zwischen der NK und KOSVL Platzierung zeigt sich bereits die Relevanz der Kausalitätsbedingung für eine Aktuatorplatzierung. Werden falsche Laufzeiten für die Primärstrecke angesetzt bzw. die Kausalitätsbedingung ignoriert (wie bei der LQOS), kann die Aktuatorplatzierung erheblich variieren.

Es bleibt jedoch die Frage bestehen, warum der Aktuator nicht exakt kollokal zum Sensor platziert wird, was aus Sicht der Laufzeit den Idealfall darstellen würde. Zudem zeigt die Auswertung der Aktuierbarkeit in Abbildung 6.24 ebenfalls, dass eine kollokale Platzierung ideal wäre. Die Antwort liegt zum einen darin, dass die Optimierungen mit unbegrenzter Stellgröße durchgeführt werden, wodurch Effekte der Aktuierbarkeit abgeschwächt sind (prinzipiell kann der Aktuator Nullstellen durch extreme Stellgrößen wieder ausgleichen) und zum anderen in schmalbandigen Pol-Nullstellen Beziehungen zwischen Primär- und Sekundärpfad.

Ein Beispiel für die Auswirkungen von Pol-Nullstellen-Paaren zwischen Primär- und Sekundärpfad beschreibt Abbildung 6.31. Zunächst werden die Amplitudengänge des Primärpfades und der Sekundärpfades einer kollokalen Sensor-Aktuatorpaarung (Sensor ist mittig auf dem Aktuator) und der KOSVL Platzierung in Abbildung 6.31a betrachtet. Dabei fällt auf, dass eine Polstelle des Primärpfades exakt mit der Nullstelle des Sekundärpfades der kollokalen Sensor/Aktuatorpaarung zusammenfällt, wohingegen dies bei der KOSVL Konfiguration nicht der Fall ist. Diese Kombination an Pol- und Nullstellen führt zu der in Abbildung 6.31b dargestellten Leistungsfähigkeit der Steuerungssysteme, wobei deutlich zu erkennen ist, dass die kollokale Sensor/Aktuatorpaarung (cyan) die Störung wesentlich weniger (ca. 15 dB) reduziert, als die KOSVL Platzierung.

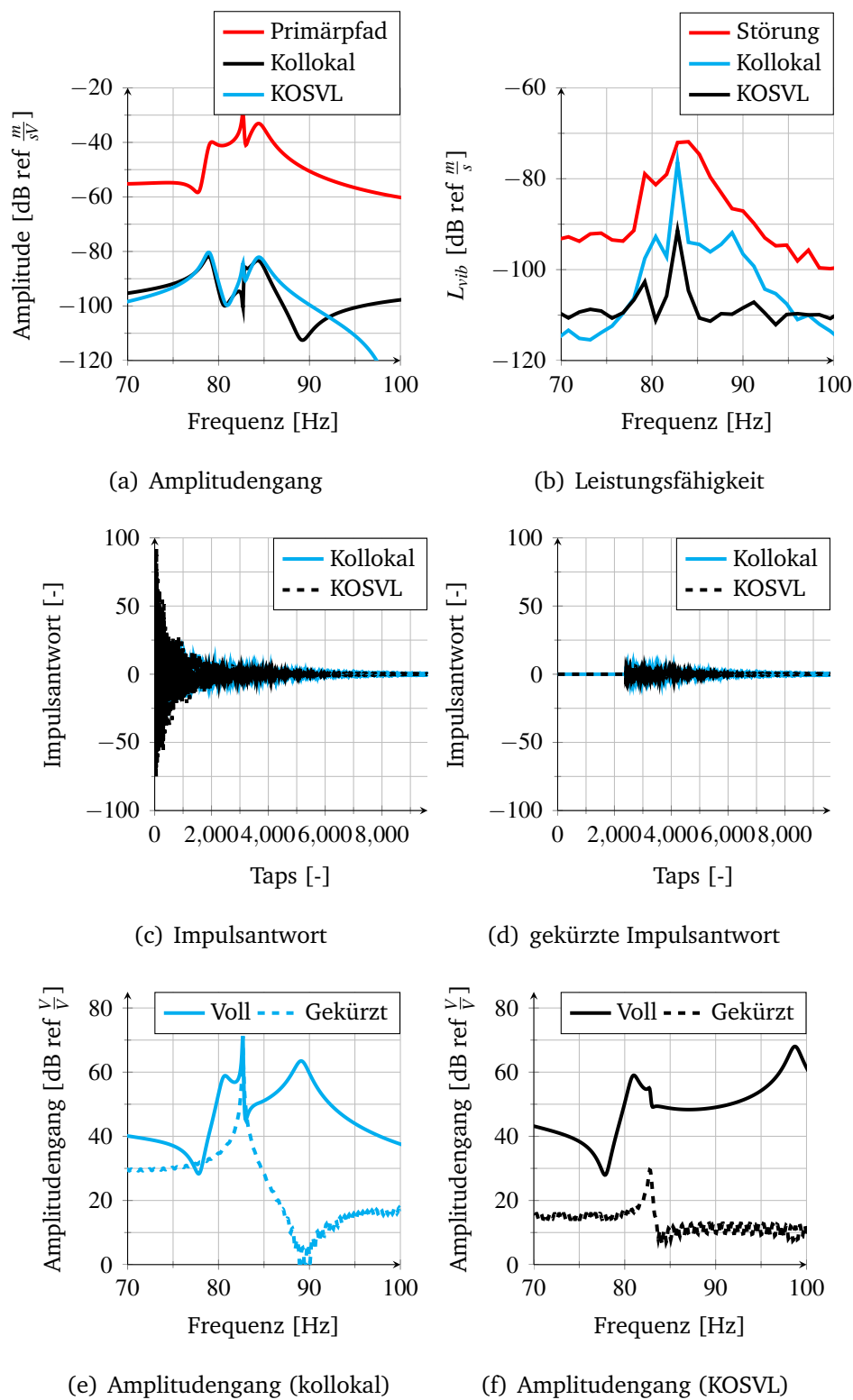


Abbildung 6.31: Vergleich des Amplitudengangs, der Vibrationsreduktion, der vollen und gekürzten Impulsantwort der Optimalfilter für die KOSVL und der kollokalen Platzierung

Wie bereits erwähnt, werden die Steuerungen ohne Stellgrößenlimitierung berechnet, weswegen diese Diskrepanz nicht durch den Amplitudengang erklärbar ist. Das optimale Filter ist im Frequenzbereich mit  $\frac{P(z)}{S(z)}$  gegeben. Das bedeutet, dass bei einer Kombination aus Pol- und Nullstelle ein langes Abklingen der Impulsantwort auftreten kann. Die Impulsantworten der optimalen Filter sind in Abbildung 6.31c gezeigt. Zunächst ist zwischen der KOSVL und der kollokalen Aktuatorplatzierung kein gravierender Unterschied zu erkennen, lediglich ein leicht längeres Abklingen der kollokalen Platzierung. Entscheidend ist aber, wieviel Energie im abgeschnittenen Teil der Impulsantwort bei der betreffenden Frequenz enthalten ist (zur Erinnerung: die Filter in der Optimierung haben eine maximale Länge von 2400 Gewichten). Dazu werden die ersten 2400 Filtergewichte Null gesetzt (vgl. Abbildung 6.31d) und die Impulsantwort wieder in den Frequenzbereich transformiert. Das Residuum ist im Vergleich zu den originalen Amplitudengängen für die kollokale Platzierung in Abbildung 6.31e und für die KOSVL-Platzierung in Abbildung 6.31f dargestellt. Das Residuum der kollokalen Platzierung ist für die betreffende Frequenz nahezu so groß wie der originale Amplitudengang, was bedeutet, dass der Teil des Filters, welcher für die Reduktion dieser Frequenz verantwortlich ist, in der Simulation nicht berücksichtigt wird. Im Gegensatz dazu ist das Residuum der KOSVL Platzierung deutlich kleiner als im originalen Amplitudengang.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die kollokale Platzierung eine höhere Stellgrößenreduktion erreichen könnte, wenn das Filter noch länger angenommen wird. Da jedoch eine weitere Erhöhung der Filtergewichte in der Praxis eine immense Rechenleistung nach sich zieht, ist diese Vorgehensweise nicht praktikabel. Im Umkehrschluss zeigt sich, dass die optimierte Platzierung von sehr vielen Effekten abhängt. Es zeigt sich auch, dass verschiedene Filterlängen den Einfluss von bestimmten Effekten, wie Pol-Nullstellen Kombinationen, reduzieren bzw. verstärken können. Dieses Phänomen ist aus den Voruntersuchungen in Abschnitt 6.2.3 nicht bekannt, da verschiedene Aktuatorpositionen nicht direkt miteinander verglichen wurden. Für eine Aktuatoroptimierung wird die Richtigkeit der Basishypothese und somit der Ansatz der Gesamtsystemmodellierung gezeigt, da alle Einflüsse auf ein Steuerungssystem in Betracht gezogen werden müssen.

Als Schlussfolgerung für Hypothese 2 kann somit gesagt werden, dass die Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung einen geometrischen Einfluss auf die Aktuatorplatzierung, aber auch auf die vorhergesagte Leistungsfähigkeit hat. Es können natürlich auch Anregungs- und Fehlersensorkonfigurationen gewählt werden, bei denen die Kau-

salitätsbedingung keinerlei Einfluss auf die Platzierung hat (z.B. Kraftanregungspunkt gleich Fehlersensorposition), jedoch gibt es immer einen Einfluss der Laufzeit auf die Leistungsfähigkeit des Steuerungssystems.

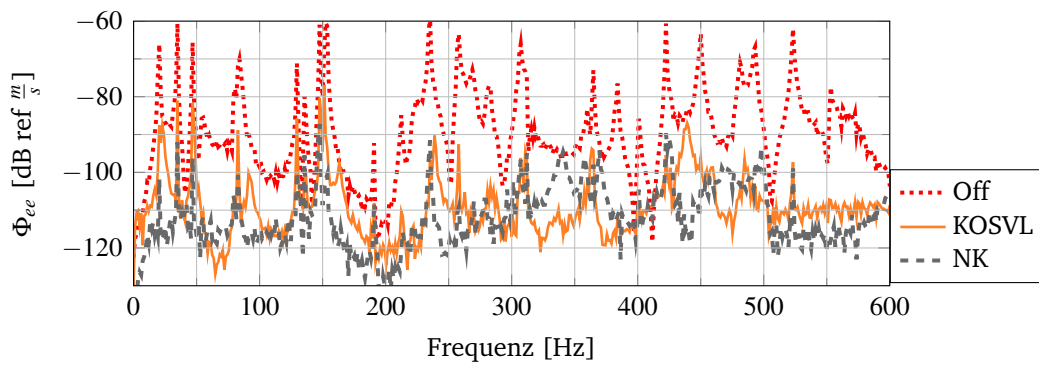
Neben der unterschiedlichen Aktuatorplatzierung ist die Störgrößenreduktionen, welche mit den verschiedenen Aktuatorpositionen und einer kausalen Steuerung (Konfiguration KMSVL) erzielt werden kann, entscheidend für die im Experiment erreichbare Störgrößenreduktion. Nachfolgend werden die Aktuatorplatzierungen, welche mit den verschiedenen Steuerungskonfigurationen (NK, KOSVL) ausgelegt werden, mit einer kausalen Steuerung (KMSVL) nachberechnet. Dies hat zur Folge, dass eine simulative Aussage der experimentell erreichbaren Störgrößenreduktion getroffen werden kann und bereits an dieser Stelle eine Aussage über die vorhergesagten Störgrößenreduktionen der originalen Optimierungen getroffen werden kann.

Durch diese Analyse soll gezeigt werden, dass die Optimierung unter Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung unter realisierbaren technischen Randbedingungen ein besseres Steuerungssystem zur Folge hat. In Abbildung 6.32a werden dazu die Störgrößenreduktion der Aktuatorplatzierungen (NK, KOSVL), welche mit der Prozesskette vorhergesagt werden, und in Abbildung 6.32b die mit einer KMSVL Steuerung nachgerechneten Störgrößenreduktion der beiden Platzierungen am Fehlersensor dargestellt.

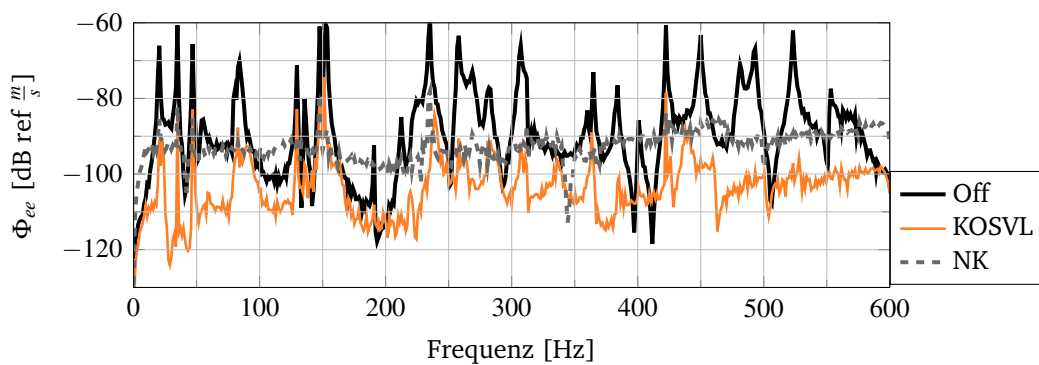
In Abbildung 6.32a ist die vorhergesagte Störgrößenreduktion der Prozesskette und in Abbildung 6.32b die tatsächlich erreichbare Störgrößenreduktion dargestellt.

Wie bereits in Kapitel 4 dargestellt, führt das Vernachlässigen der Kausalitätsbedingung zu einer Überschätzung der Störgrößenreduktion. In dem hier untersuchten Beispiel ist die über dem Frequenzband integrierte Störgrößenreduktion für die NK Steuerung mit 28 dB vorhergesagt, jedoch sind nur 15 dB erreichbar. Demgegenüber wird die Störgrößenreduktion der KOSVL Steuerung mit 22 dB vorhergesagt, wovon 19 dB Reduktion tatsächlich erreicht werden können.

Nach Analyse des schwach gedämpften Systems soll nun das stärker gedämpfte System im Hinblick auf die Kausalitätsbedingung untersucht werden. Wie aus den Voruntersuchungen bekannt, ist die Erhöhung der Störgrößenreduktion pro Laufzeitschritt  $\beta$  für das stärker gedämpfte System größer (vgl. Abbildung 6.11). Demnach müsste der Aktuator der KOSVL Platzierung, genau wie bei dem schwach gedämpften System, durch die Laufzeit dominiert sein und nahe dem Fehlersensor liegen. Die Platzierungen und die Störgrößenreduktion sind in Abbildung 6.33 gezeigt. Zunächst fällt die Platzierung des Aktuators NK auf, welcher jetzt am oberen Rand der Platte positioniert

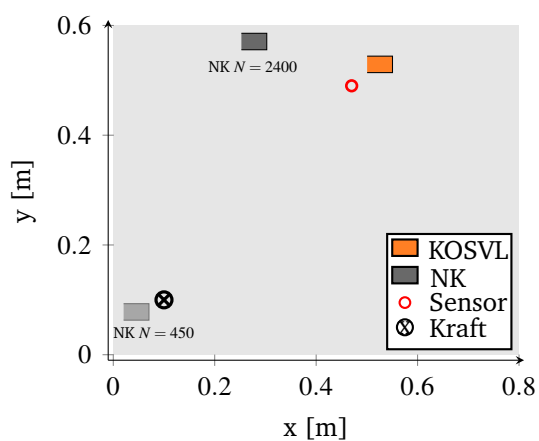


(a) Vorhersage

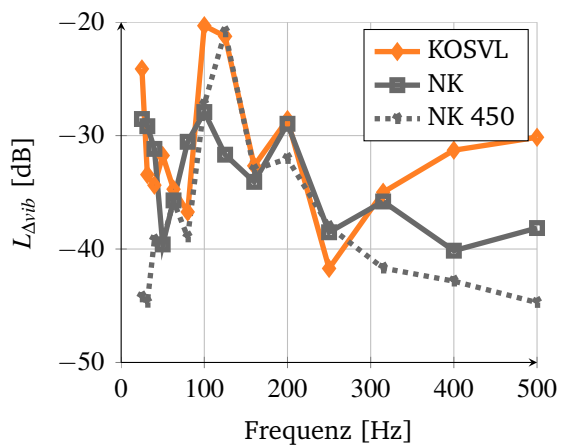


(b) Ergebnis

Abbildung 6.32: Vorhergesagte (a) und erreichbare Störgrößenreduktionen (b) am Fehlersensor für das schwach gedämpfte System



(a) Platzierung



(b) Leistungsfähigkeit

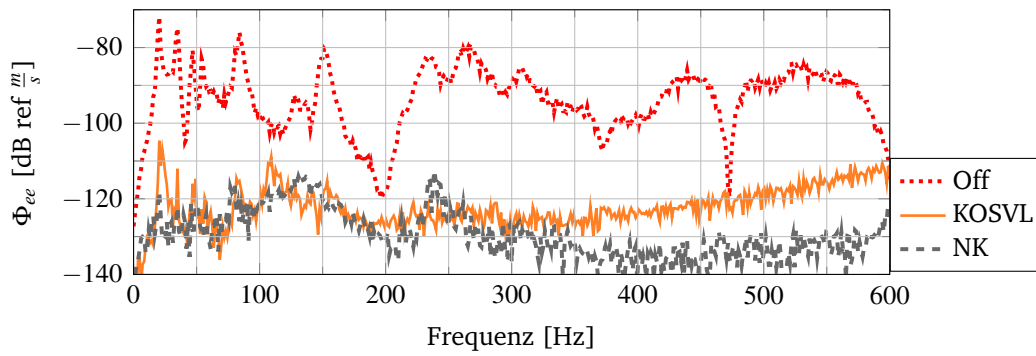
Abbildung 6.33: Platzierungen und Leistungsfähigkeit der Aktuatoren der stärker gedämpften Konfiguration für  $N = 2400$

ist. Diese Platzierung ist mit den in Abschnitt 6.3.1 gezeigten Metriken nicht erklärbar. Die Platzierung ist weder laufzeitoptimal, noch ist sie durch die Steuerbarkeit oder Aktuierbarkeit begründbar. Die Filtergüte ist an der NK Aktuatorposition eher schwach ausgeprägt, was bedeutet, dass an dieser Stelle ein langes Filter benötigt wird. Da grundlegend die Möglichkeit besteht, dass bei langen Filtern und unbegrenzter Stellgröße numerische Probleme bei der Invertierung der Autokorrelationsmatrix auftreten und somit Ergebnisse verfälscht werden können, werden auch kürzere Filterlängen analysiert. Die Analyse ergibt, dass der Aktuator, dessen Platzierung mit 450 Filtergewichten optimiert worden ist, die größte Störgrößenreduktion erreicht (bei 450 Gewichten -36.6 dB und bei 2400 Gewichten 35.0 dB). Dieser Aktuator ist in Abbildung 6.33 in hellgrau ebenfalls angedeutet. Die Platzierung dieses Aktuators ist vergleichbar mit dem schwach gedämpften System am Ort der Kraftanregung. Da die maximale Störgrößenreduktion mit diesem Aktuator erreicht wird, wird für alle folgenden Betrachtungen diese Aktuatorplatzierung in Betracht gezogen.

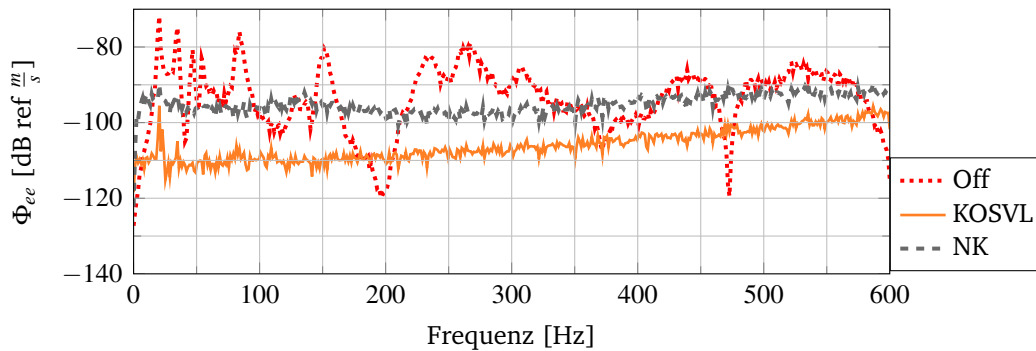
Durch die nahezu gleiche Platzierung der NK als auch der KOSVL Konfiguration für das schwach und stärker gedämpfte System ist eine erneute Analyse der Laufzeiten unnötig, es herrschen die gleichen Verhältnisse wie im schwach gedämpften Fall. Da jedoch das stärker gedämpfte System eine höhere Sensitivität auf Laufzeiten zeigt, wird erwartet, dass bei der Analyse der Vorhersagegenauigkeit mit der KMSVL Steuerung deutlichere Abweichungen in der vorhergesagten und erreichbaren Störgrößenreduktion auftreten, als im schwach gedämpften Fall.

Die Störgrößenreduktion der Systeme ist in Abbildung 6.34 dargestellt und bestätigt die Erwartungen. Die durch die Simulation vorhergesagten Störgrößenreduktionen (NK -36.6 dB, KOSVL -31.1 dB) können bei realen Systemen nicht ansatzweise erreicht werden; für die NK Platzierung werden lediglich -6.7 dB und für die KOSVL Platzierung -16.2 dB erreicht. Damit sind die Abweichungen zwischen Vorhersage und realistischer simulativer Abschätzung im stärker gedämpften Fall wesentlich größer als im schwach gedämpften Fall.

Mit den gezeigten Untersuchungen konnte ein Teilaspekt der Hypothese 2 verifiziert werden. Die Integration der Kausalitätsbedingung verändert die Platzierung des Aktuators insofern, dass zur Einhaltung der Kausalitätsbedingung der Aktuator nahe am Fehlersensor platziert wird, obwohl dadurch Einbußen in der Filtergüte und Steuerbarkeit hervorgerufen werden. Ein weiterer wichtiger Aspekt ist die vorhergesagte Störgrößenreduktion mit und ohne Kausalitätsbedingung. Während die Leistungsfähigkeit einer Steuerung deutlich überschätzt wird, wenn die Kausalitätsbedingung vernachlässigt wird, ist die Vorhersage mit Kausalitätsbedingung bereits genauer. Das stärker



(a) Vorhersage



(b) Ergebnis

Abbildung 6.34: Vorhergesagte (a) und erreichbare Störgrößenreduktionen (b) am Fehlersensor für das stärker gedämpfte System

gedämpfte System zeigt dabei stärkere Unsicherheiten in der Vorhersagegenauigkeit, da die in einer Steuerung inhärenten SVL noch nicht berücksichtigt sind.

### 6.3.3 Einfluss der Signalverarbeitungslaufzeiten

In diesem Abschnitt soll der Einfluss der Signalverarbeitungslaufzeit auf die Aktuatorplatzierung untersucht werden. Dazu werden die im vorherigen Abschnitt beschriebenen Konfigurationen KMSVL und KOSVL für eine feste Filterlänge von  $N = 2400$  untersucht. In dieser Optimierung besteht demnach der einzige Unterschied in den modellierten SVL. Da bereits die Einführung der Kausalitätsbedingung im vorherigen Abschnitt eine Verschiebung des Aktuators zum Fehlersensor bedingte, wird durch die Einführung der SVL keine geometrische Variation der Aktuatorplatzierung erwartet. Vielmehr sollten die zusätzlichen Laufzeiten zu einer Verringerung der Leistungsfähigkeit der Steuerung führen.

In Abbildung 6.35a sind die optimierten Aktuatorplatzierungen der unterschiedlichen



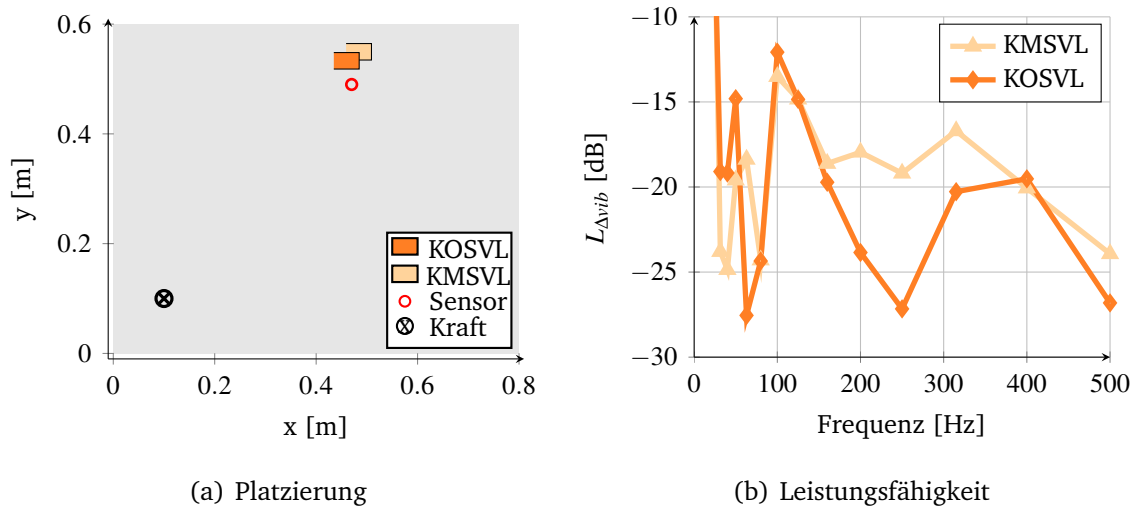


Abbildung 6.35: Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration für  $N = 2400$  mit und ohne SVL

Konfigurationen dargestellt. Es zeigt sich, dass im schwach gedämpften Fall nur ein minimaler Einfluss der Signalverarbeitungslaufzeiten auf die Aktuatorplatzierung vorhanden ist. Der Aktuator wird sowohl ohne als auch mit Anwesenheit der SVL nahe am Fehlersensor platziert. Die Vernachlässigung der SVL im Frequenzbereich von 150 Hz bis 400 Hz führt jedoch zu einer signifikant erhöhten vorhergesagten Vibrationsreduktion der KOSVL gegenüber der KMSVL Konfiguration, wie in Abbildung 6.35b gezeigt ist. Dies lässt sich durch die vorhandenen Laufzeiten, welche in Abbildung 6.36 dargestellt sind, begründen. Die SVL führen zu deutlichen Laufzeiteinbußen im gesamten Frequenzbereich. Die resultierenden Unterschiede durch die eingebrachten Laufzeiten können in den einzelnen Frequenzbereichen bis zu 8 dB in der Störgrößenreduktion betragen, was einen durchaus signifikanten Unterschied darstellt.

Die Vorhersagegenauigkeit der KOSVL Platzierung wurde bereits im vorherigen Abschnitt analysiert, die Überschätzung der Leistungsfähigkeit lag bei 3 dB integriert über dem gesamten Frequenzbereich. Da während der Optimierung der KMSVL-Platzierung bereits die KMSVL-Konfiguration verwendet wird, ist die Störgrößenreduktionsvorhersage präzise. Interessant ist die integrierte Störgrößenreduktion für beide Platzierungen mit KMSVL Steuerung. Diese beträgt für die KOSVL Platzierung 19 dB und für die KMSVL Platzierung 20 dB. Die mit SVL optimierte Aktuatorplatzierung ist aus Sicht der Simulation die bessere, aus praktischer Sicht ist dieser Unterschied jedoch vernachlässigbar. Ein Unterschied dieser Größenordnung kann durch minimales Sensorrauschen im Fehler- und Referenzsensor (Kohärenzverlust) bereits egalisiert werden.

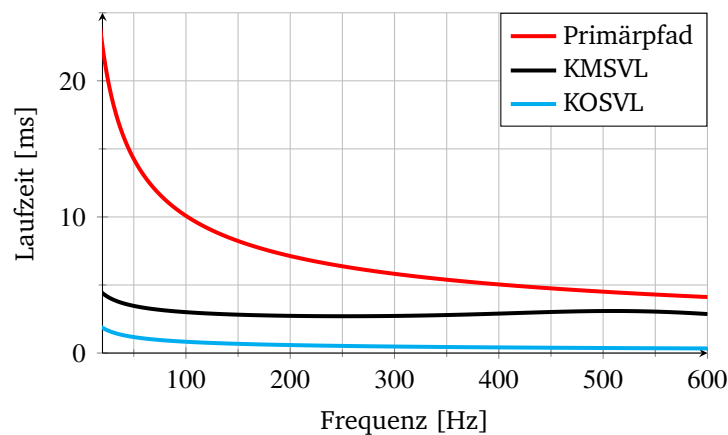


Abbildung 6.36: Analytische Laufzeiten für die Aktuatorplatzierungen KMSVL, KOSVL und des Primärpfades

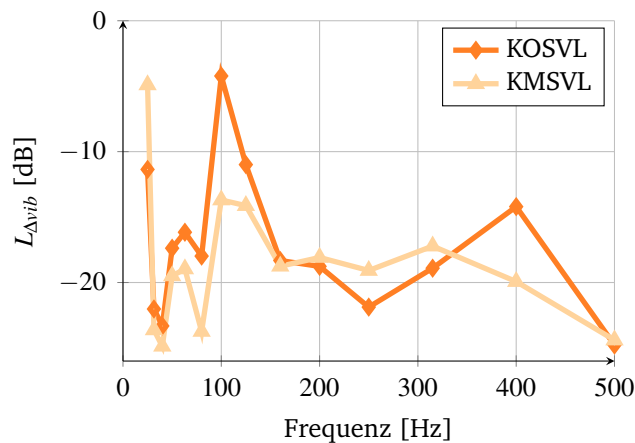


Abbildung 6.37: Leistungsfähigkeit der KOSVL und KMSVL Platzierung berechnet mit einer KMSVL Steuerung

Die integrierte Abweichung über den Frequenzbereich ist jedoch nur eine Metrik, wichtig ist auch der Unterschied in den einzelnen Frequenzbereichen, welcher in Abbildung 6.37 dargestellt ist. Auch mit der realistischen Abschätzung durch die KMSVL Steuerung ergeben sich für die beiden Platzierungen in einzelnen Terzbändern Unterschiede von bis zu 8 dB. Dadurch ist die Energieverteilung über dem betrachteten Frequenzband unterschiedlich, was bei einer Systemauslegung relevant sein kann. Die Abweichungen sind aus diesem Grund nicht zu vernachlässigen, womit die Berücksichtigung der SVL in der Gesamtsystemmodellierung sinnvoll ist.

Zusammenfassend kann für die schwach gedämpfte Konfiguration gesagt werden, dass der Einfluss der SVL zu klein ist, um einen deutlichen Effekt auf die Aktuatorplatzierung zu nehmen. Wie in Abschnitt 6.2.3 gezeigt wurde, ist dafür der Gradient der

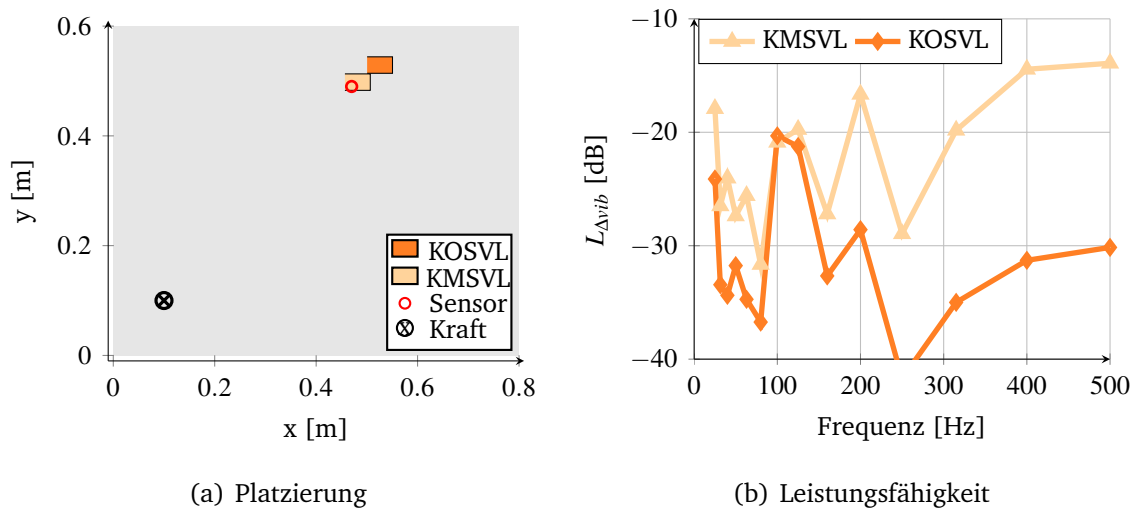


Abbildung 6.38: Platzierungen der Aktuatoren der stärker gedämpften Konfiguration für  $N = 2400$

Leistungsfähigkeit pro Laufzeitschritt  $\beta$  zu klein. Aus Sicht der Simulation wird durch die Integration der SVL nochmal eine um 1 dB bessere Aktuatorplatzierung gefunden, jedoch ist dieser Unterschied nicht unbedingt von praktischer Relevanz. Dementgegen ist der Unterschied in der vorhergesagten Leistungsfähigkeit von größerer Bedeutung. Die Überschätzung der Leistungsfähigkeit in einigen Terzbändern kann bis zu 8 dB betragen.

Im stärker gedämpften Fall ist der Einfluss der Kausalität auf die Störgrößenreduktion größer, wie im Abschnitt 6.2.3 gezeigt worden ist. Dementsprechend könnte der Einfluss der SVL für den stärker gedämpften Fall auch Auswirkungen auf die Aktuatorplatzierung haben. Auf der anderen Seite ist auch für den stärker gedämpften Fall in Abschnitt 6.3.2 gezeigt worden, dass bereits der Einfluss der Kausalitätsbedingung eine Platzierung nahe am Fehlersensor begünstigt.

In Abbildung 6.38 werden die Platzierungen und Leistungsfähigkeiten im stärker gedämpften Fall dargestellt. Der Aktuator wird, bedingt durch die SVL, nochmals näher an den Fehlersensor platziert, was die oben genannte Vermutung bestätigt. Auch der erhöhte Einfluss der Laufzeit auf die Störgrößenreduktion ist in Abbildung 6.38b zu erkennen. Besonders im Frequenzbereich ab 150 Hz wird die Leistungsfähigkeit der Steuerung durch Vernachlässigung der SVL überschätzt. Eine Berücksichtigung der Laufzeiten ist für die richtige Abschätzung der Leistungsfähigkeit im stärker gedämpften Fall demnach sehr wichtig.

Wie im vorherigen Abschnitt gezeigt, ist die Vorhersagegenauigkeit im stärker gedämpften Fall durch eine KOSVL Steuerung ungenügend. Gleich dem schwach gedämpften Fall soll auch für den stärker gedämpften Fall die Vibrationsreduktionsverteilung der beiden ermittelten Platzierungen mit der KMSVL Steuerung verglichen werden. Diese ist in Abbildung 6.39 dargestellt. Im Gegensatz zum schwach gedämpften Fall ist die Reduktion über dem Frequenzband gleich verteilt, jedoch ist hier wieder der deutliche Vorteil einer KMSVL Optimierung erkennbar, welche für ein realisierbares System eine deutlich besser wirkende Aktuatorplatzierung ermittelt.

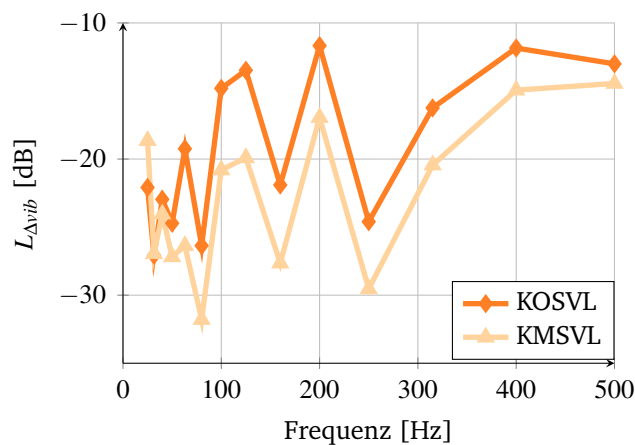


Abbildung 6.39: Leistungsfähigkeit der KOSVL und KMSVL Platzierung berechnet mit einer KMSVL Steuerung

In Bezug zur Hypothese 2 lässt sich eine kleine geometrische Variation der Aktuatorplatzierung feststellen, welche auf den größeren Einfluss der Laufzeit auf stärker gedämpfte Systeme zurückzuführen ist. Die SVL sind für die Vorhersagegenauigkeit der Gesamtsystemmodellierung essentiell und Hypothese 2, weshalb die Hypothese 2 als verifiziert angesehen werden kann.

### 6.3.4 Einfluss der Filtergewichte

Die Aufgabe des optimalen FIR-Filters ist die Abbildung der Übertragungsfunktion  $\frac{P(z)}{S(z)}$ . Die Übertragungsfunktion  $P(z)$  ist für die hier präsentierten Aktuatoroptimierungen fest vorgegeben, d.h. die nachzubildende Sekundärstrecke  $S(z)$  beeinflusst die Filtercharakteristik. Letztendlich wird die Leistungsfähigkeit einer Steuerung maßgeblich durch die Qualität der Abbildung des Quotienten aus Primär- und Sekundärstrecke bestimmt, wobei diese durch die Anzahl an verfügbaren Filtergewichten (Filterlänge)

beeinflusst wird. Der Einfluss der Filterlänge soll zunächst an der NK Konfiguration untersucht werden, da hier Laufzeiteffekte und die Kausalitätsbedingung einen sehr geringen Einfluss haben.

Der Einfluss der Filterlänge auf die Aktuatorplatzierung und die Leistungsfähigkeit ist in Abbildung 6.40 dargestellt. Die Erhöhung der Zahl der Filtergewichte führt zu einer geringen Variation der Aktuatorplatzierung, im Wesentlichen wird der Aktuator an der Erregerstelle platziert.

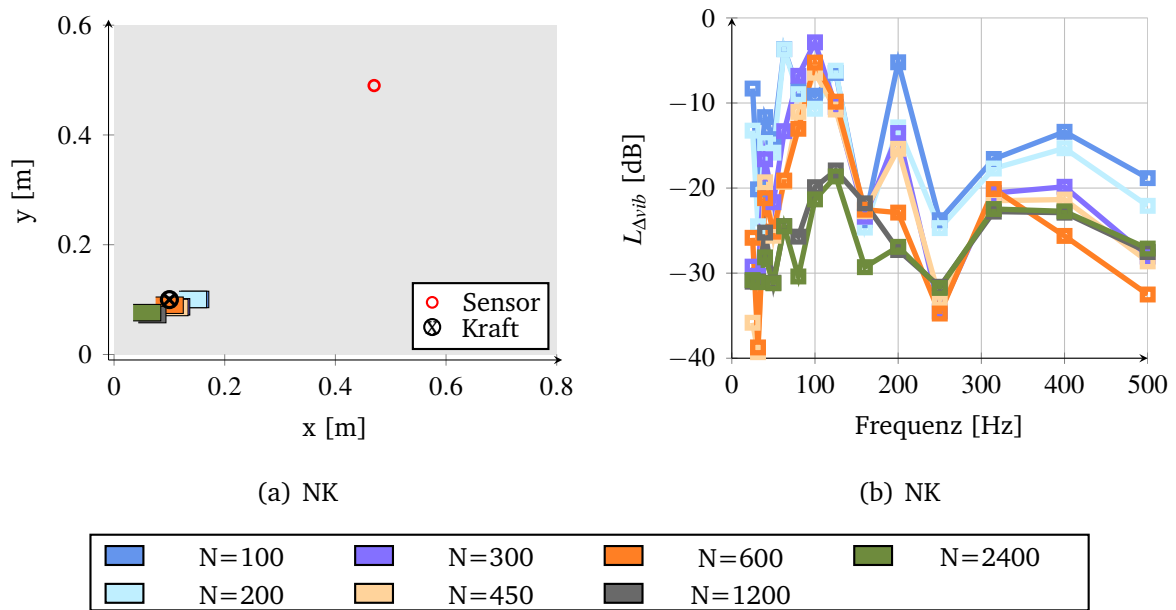


Abbildung 6.40: Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filterlänge  $N$  für die Anregungsposition F1 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts)

Die dargestellte geringe Variation der Aktuatorplatzierung hat jedoch einen sehr entscheidenden Einfluss auf die Filtergüte, wie Abbildung 6.41 zeigt, in der die Filtergüten für die Aktuatorpositionen bei  $N = 100, 450, 2400$  dargestellt sind. Für die Berechnung der Filtergüten wird für die jeweilige Aktuatorposition nochmals ein Referenzfilter mit einer Länge von  $N = 2400$  ausgelegt (vgl. Gleichung 5.11). Es ist deutlich zu erkennen, dass die Platzierung für  $N = 100$  im Bereich geringer Filtergewichte eine höhere Filtergüte aufweist, als die Platzierungen bei 450 und 2400 Filtergewichten. Bei einer Filterlänge von ca. 420 zeigt die Aktuatorplatzierung, die mit einer Filterlänge von 450 berechnet wird, die höchste Filtergüte und ab 1000 Filtergewichten zeigt die Platzierung bei 2400 Filtergewichten die höchste Filtergüte. Das korreliert mit Abbil-

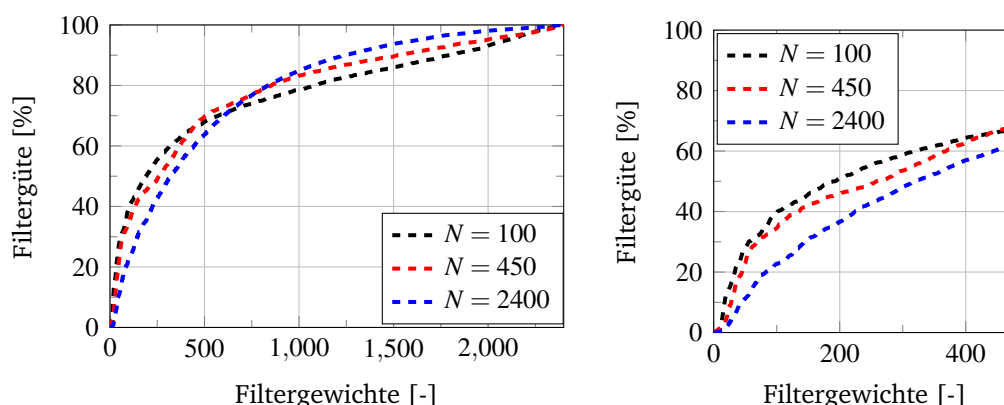


Abbildung 6.41: Filtergüte für beispielhafte Platzierungen der NK Konfiguration

dung 6.40, bei der die Platzierung für 1200 und 2400 Filtergewichte nahezu identisch ist.

Bei einer derart geringen Variation der Aktuatorplatzierung ist die Frage berechtigt, ob die Änderung der Leistungsfähigkeit durch die Zunahme an Filtergewichten dominiert ist, oder ob auch die Aktuatorplatzierung einen Einfluss auf die erreichte Störgrößenreduktion hat. Um diese Frage zu klären, werden für alle Aktuatorplatzierungen aus Abbildung 6.40a nochmal Steuerungen mit einer Filterlänge von 100 und 2400 Gewichten berechnet. Im Balkendiagramm in Abbildung 6.42 sind die erreichbaren Störgrößenreduktionen (y-Achse) für die jeweiligen Aktuatorplatzierungen (x-Achse) dargestellt.

Zunächst kann festgestellt werden, dass bei beiden Filterlängen die Platzierung des Aktuators einen deutlichen Einfluss auf die Störgrößenreduktion aufweist, für 100 Filtergewichte beträgt die Differenz zwischen schlechtester Platzierung und bester Platzierung ca. 10 dB und für 2400 Filtergewichte 6 dB. Die anfangs als klein eingestufte Variation der Aktuatorplatzierung hat somit einen bedeutenden Einfluss auf die Leistungsfähigkeit einer Steuerung. Die Berücksichtigung der Filtergewichte während der Optimierung führt zu deutlich verbesserten Störgrößenreduktionen mit kurzen Filtern, da die Filterlänge in der Optimierung berücksichtigt wird. Lässt man die Filtergewichte unberücksichtigt, würden die bereits erwähnten 10 dB durch die Platzierungsänderung verloren gehen, da ausschließlich die Platzierung mit langen Filtern gefunden werden würde. Ein kurzes Filter verlangt aber nach einer Sekundärstrecke, welche der Primärstrecke gleicht, damit die abzubildende Impulsantwort des optimalen Filters möglichst kurz ist.

Insbesondere für die Erhöhung der Leistungsfähigkeit von Steuerungssystemen mit

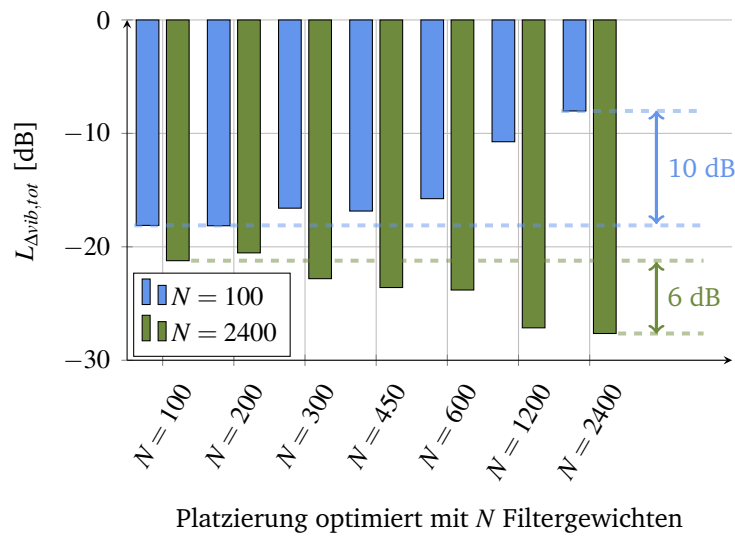


Abbildung 6.42: Leistungsfähigkeit aller optimierten Platzierungen mit einer Filterlänge von 100 oder 2400 Gewichten

kurzen Filtern ist die Filterlänge also von großer Bedeutung, da eine Echtzeit-Implementierung auf einem digitalen Signalprozessor mit kurzen Filtern weniger Rechenoperationen pro Abtastschritt erfordert.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass die Filtergewichte einen großen Einfluss auf die Platzierung des Aktuators nehmen können, da die Impulsantwort des Quotienten  $P(z)/S(z)$  durch die Aktuatorposition stark beeinflussbar ist. Im Umkehrschluss werden bei begrenzter Filterlänge Positionen bevorzugt, deren Impulsantwort  $P(z)/S(z)$  kurz ist. Bei langen Filtern ist diese Restriktion nicht vorhanden.

Nach der Analyse des schwach gedämpften Systems soll nun das stärker gedämpfte System analysiert werden. Wie in Abschnitt 6.2.3 festgestellt worden ist, werden im stärker gedämpften Fall kürzere Filter benötigt, was dazu führen könnte, dass die Variation der Gewichte weniger Auswirkung auf die Aktuatorplatzierung haben könnte. Als weiterer Anhaltspunkt für eine geringere Aktuatorpositionsabhängigkeit von den Filtergewichten ist bereits in den Vorbetrachtungen (vgl. Abschnitt 6.3.1) durch die Kartierung der Filterabhängigkeit gezeigt worden, da die Filtergüte wesentlich weniger variierte als im schwach gedämpften Fall. In Abbildung 6.43 sind die berechneten Platzierungen und Leistungsfähigkeiten des stärker gedämpften Falls dargestellt.

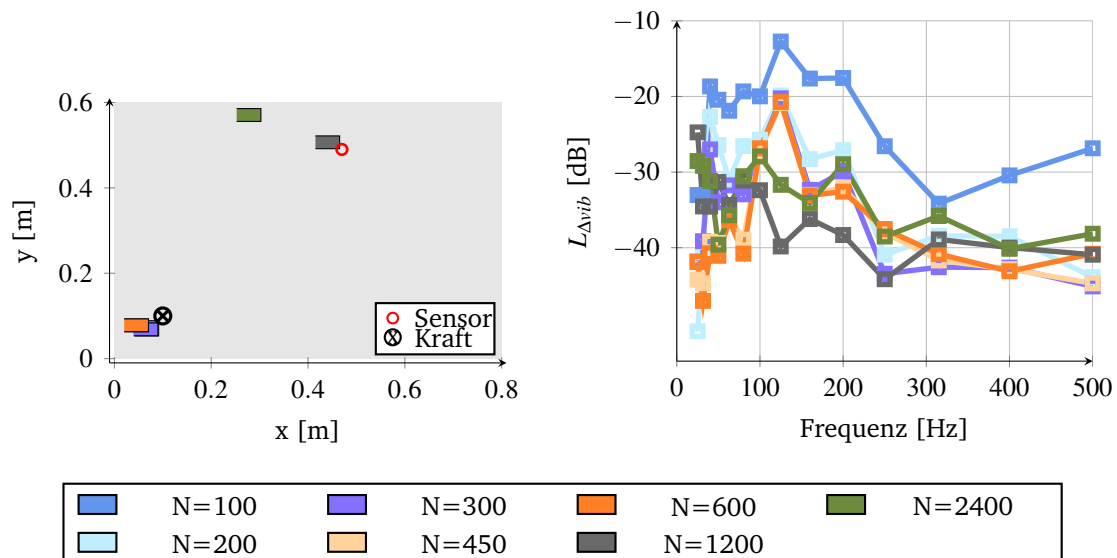


Abbildung 6.43: Platzierungen der Aktuatoren der stärker gedämpften NK-Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte  $N$  für die Anregungsposition F1 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts)

Die Abbildung zeigt eine Platzierung aller Aktuatoren mit einer Filterlänge kleiner 700 an der Erregerstelle. An der Erregerstelle zeigen sich kleine Variationen in der Aktuatorplatzierung von max. 2 cm in x- und y-Richtung. Wie bereits erwähnt, ist der Aktuator, welcher mit 450 Gewichten platziert wird, leistungsfähiger als alle Platzierungen mit einer Filterlänge größer als 450. Somit sind die variierenden Platzierungen am Sensor (grauer und grüner Aktuator) Resultate der bereits erwähnten Probleme bei der numerischen Invertierung der Autokorrelationsmatrix.

Zum Abschluss der Untersuchungen über den Einfluss der Filtergewichte wird ebenfalls für alle optimierten Platzierungen eine Steuerung mit jeweils 100 und 2400 Gewichten berechnet. Die Störgrößenreduktion aller Platzierungen ist in Abbildung 6.44 dargestellt und zeigt im Gegensatz zum schwach gedämpften System für die Nachberechnung aller Platzierungen mit 2400 Filtergewichten nahezu keinen Einfluss auf die Störgrößenreduktion. Alle Platzierungen zeigen mit 2400 Gewichten eine ähnliche Reduktion von 32 bis 34 dB. Da die Filtergüte mit 2400 Gewichten über der gesamten Platte nahe 100% ist und die NK Steuerung betrachtet wird (alle Aktuatorpositionen auf der Platte sind kausal), sind die hier berechneten geringen Unterschiede in der Störgrößenreduktion nachvollziehbar.



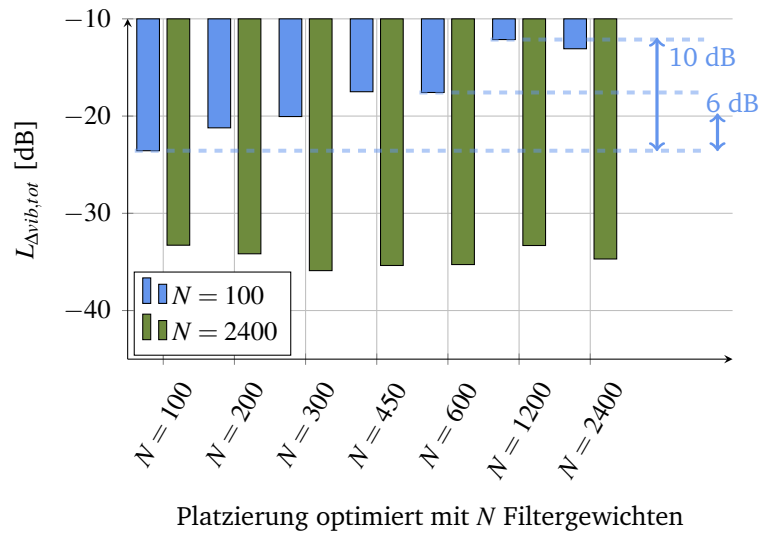


Abbildung 6.44: Leistungsfähigkeit aller optimierten Platzierungen mit einer Filterlänge von 100 oder 2400 Gewichten

Für die Berechnung mit 100 Filtergewichten zeigt sich eine Platzierungsabhängigkeit von 10 dB, wie auch im schwach gedämpften Fall. Die Berücksichtigung der Platzierungen mit 1200 und 2400 Filtergewichten ist jedoch in diesem Fall nicht korrekt, da diese Platzierungen, wie in Abschnitt 6.3.2 für den stärker gedämpften Fall gezeigt, nur aufgrund numerischer Probleme bei der Bildung der Inversen der Autokorrelationsmatrix gefunden werden. Vernachlässigt man diese Platzierungen, beträgt der Unterschied in der Störgrößenreduktion nur noch 6 dB zwischen den Platzierungen<sup>9</sup>. Die Erwartung, dass die Filtergewichte einen geringeren Einfluss auf die Aktuatorplatzierung bei erhöhter Dämpfung haben, kann also bestätigt werden.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass der anfänglich als gering eingestufte Einfluss der Filtergewichte auf die Aktuatorplatzierung sogar von sehr großer Bedeutung ist. Die hier berechnete kleine Variation der Aktuatorplatzierung hat sehr große Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit, da die Filtergüte der gezeigten Platzierungen sehr unterschiedlich sein kann. Der Einfluss der Filterlänge auf die Platzierung und auf die Störgrößenreduktion der Platzierungen ist aufgrund der kürzeren Impulsantworten eines stärker gedämpften Systems kleiner als im schwach gedämpften Fall. Die Berücksichtigung der Filterlänge kann insbesondere bei der Optimierung von Systemen mit möglichst geringem Rechenaufwand, z.B. beim Einsatz schwacher Signal-

<sup>9</sup>Die Platzierung mit 450 Filtergewichten hat sich in Abschnitt 6.3.2 als die Leistungsfähigste erwiesen, deswegen bezieht sich der Vergleich auf diese Platzierung.

prozessoren, von großem Interesse sein, da kurze Filter die Aktuatorplatzierung beeinflussen können.

### 6.3.5 Einfluss der Stellgrößenbeschränkung

In diesem Abschnitt wird die Begrenzung der Aktuatorspannung und deren Einfluss auf die Aktuatorplatzierung untersucht. Eine Betrachtung der Voruntersuchungen führt zu der Annahme, dass bei zunehmender Stellgrößenbegrenzung (geringere zulässige Aktuatorspannung) die Einflüsse der Kausalität und der Filtergewichte abnehmen, da die potentielle Leistungsfähigkeit bei großen Filterlängen und hohem Laufzeitvorteil durch die Stellgrößenbegrenzung nicht ausgeschöpft werden kann. Im Gegensatz dazu wird die Aktuierbarkeit der Aktuatorplatzierung einen größeren Einfluss erlangen, wobei diese Aussage für den stärker gedämpften Fall noch deutlicher auftreten müsste (vgl. Abbildung 6.24).

Zur Überprüfung der Annahme des sinkenden Einflusses der Filtergewichte wird die NK Konfiguration betrachtet, da hier Leistungsbeschränkungen aus der Kausalitätsbedingung nicht zu erwarten sind. In Abbildung 6.45 sind die Aktuatorplatzierungen für eine unbegrenzte Stellgröße und eine Stellgrößenbegrenzung von 100 V dargestellt. Zunächst soll die Abbildung 6.45b betrachtet werden, bei der die Aktuatorspannung auf 100 Volt begrenzt ist. Die Annahme des sinkenden Einflusses der Filterlänge wird bestätigt, denn alle Aktuatoren sind an der identischen Position platziert, was daran erkennbar ist, dass nur der Aktuator für eine Filterlänge von 2400 sichtbar ist und alle anderen Aktuatoren durch ihn verdeckt sind. Die Aktuatorplatzierung, welche mit 100 V Stellgrößenbegrenzung optimiert worden ist, zeigt eine Aktuierbarkeit von -3.6 dB, wohingegen die Aktuierbarkeit bei unbegrenzter Stellgröße zwischen den Platzierungen von -5.6 dB und -12.6 dB schwankt.

Die Begrenzung der Stellgröße auf 100 V führt zu einer frühen Sättigung der Leistungsfähigkeit bei Erhöhung der Filtergewichte, wie in Abbildung 6.46 gezeigt ist. Ab einer Filterlänge von 200 schwankt die Leistungsfähigkeit bei Erhöhung der Filterlänge lediglich um ca.  $\pm 1$  dB, was deutlich auf die Sättigung hindeutet.

Die zweite Annahme, dass auch der Einfluss der Kausalitätsbedingung sinkt, soll anhand aller Steuerungskonfigurationen für 2400 Filtergewichte untersucht werden. In Abbildung 6.47 werden die optimierten Aktuatorplatzierungen dargestellt. Eine Verschiebung der Aktuatoren ist zwar zu erkennen, jedoch werden die Aktuatoren der KMSVL und KOSVL Konfigurationen nach wie vor nahe am Fehlersensor platziert, im Falle der 100 V Stellgrößenbegrenzung sogar nahezu kollokal. Ein geminderter Kausa-

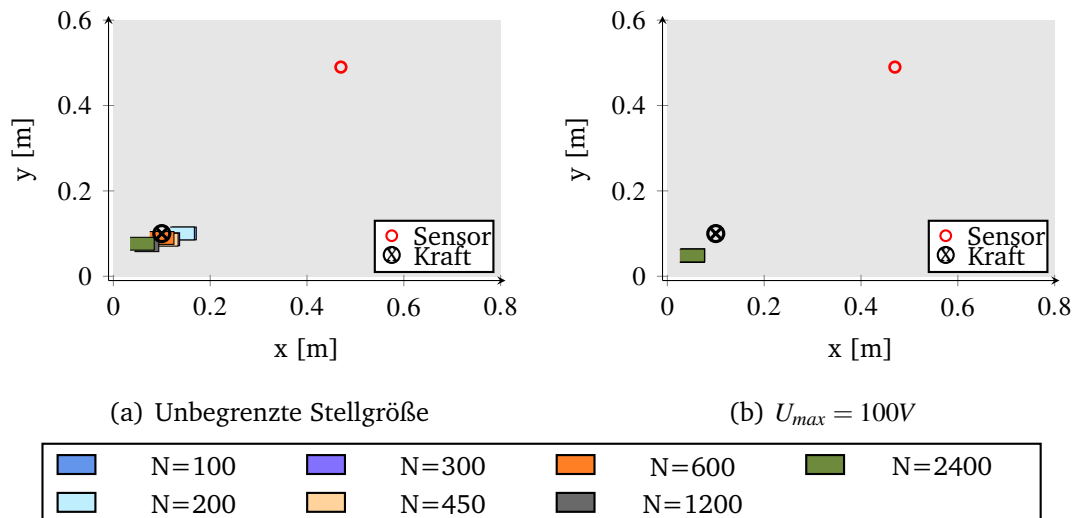


Abbildung 6.45: Platzierung der NK Steuerung bei verschiedenen Stellgrößenlimitierungen

litätseinfluss kann somit nicht festgestellt werden, es ist eher eine noch kürzere Laufzeit im Sekundärpfad vorhanden, als bei unbegrenzter Stellgröße, da die Aktuatoren noch näher an den Fehlersensor platziert werden. Die Verschiebung zum Fehlersensor ist in diesem Fall nicht auf die Kausalitätsbedingung zurückzuführen, sondern auf die Aktuierbarkeit. Wenn die Wahl der Sensor- bzw. Anregungsposition eine Konfiguration ergibt, bei der die Aktuierbarkeit nicht direkt in der Sensorposition am größten ist, dann könnte sich die Gewichtung der Einflussfaktoren deutlich von der hier gewählten Konfiguration unterscheiden. Wie in Abschnitt 6.3.2 jedoch gezeigt wurde, ist die optimierte Platzierung in geringer Entfernung zum Fehlersensor durch Pol- und Null-

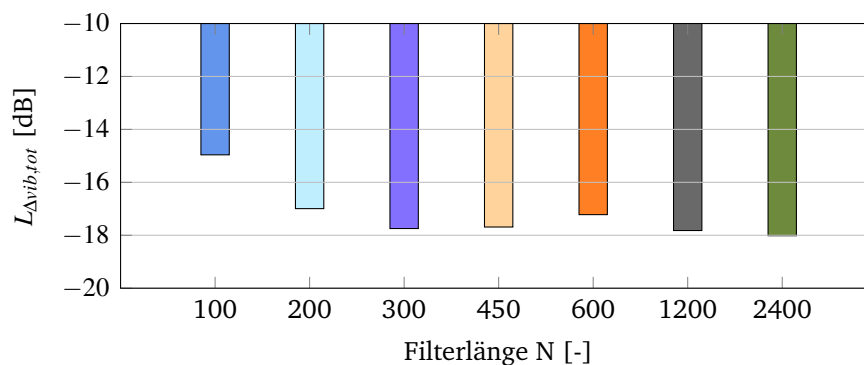


Abbildung 6.46: Leistungsfähigkeit der NK Steuerung für verschiedene Filtergewichte bei 100V Stellgrößenbeschränkung

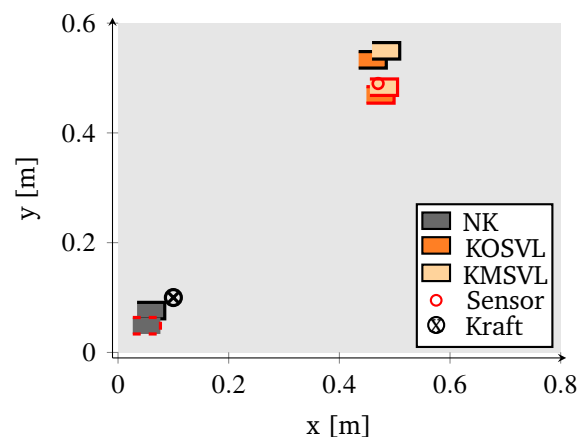


Abbildung 6.47: Einfluss der Stellgrößenbeschränkung (unbegrenzt mit schwarzer, 100 V Begrenzung mit roter Umrandung) auf die Aktuatorplatzierung für das schwach gedämpfte System (Kausalitätsbetrachtung)

stellenaspekte begründet. Im Fall einer stark eingeschränkten Stellgröße ist die höhere Aktuierbarkeit über den gesamten Frequenzbereich entscheidender als schmalbandige Störgrößenreduktionen an Resonanzüberhöhungen, weswegen eine nahezu kollokale Platzierung ermittelt wird..

Zum Abschluss dieses Abschnitts soll der Einfluss der Stellgrößenbegrenzung auf das stärker gedämpfte System untersucht werden. In Übereinstimmung zum schwach gedämpften System werden zunächst die Aktuatorplatzierungen des unbegrenzten und des auf 100V begrenzten Steuerungssystems in Abbildung 6.48 verglichen. Genau wie im schwach gedämpften Fall lokalisieren sich die Aktuatoren in Richtung der Punkte großer Aktuierbarkeit. Lediglich der Aktuator mit 100 Filtergewichten zeigt eine geringe Abweichung zu den anderen Aktuatoren, welche alle durch den grünen Aktuator verdeckt sind.

Die Begrenzung der Stellgröße hat für die Platzierung der Aktuatoren in Hinblick auf die Kausalität nur bei der KOSVL Konfigurationen einen relevanten Einfluss, wie in Abbildung 6.49 gezeigt wird. Die Abbildung zeigt erneut die Platzierung der NK, KOSVL und KMSVL Platzierung für eine unbegrenzte und auf 100 V limitierte Stellgröße. Die KMSVL Platzierung ist durch die Stellgrößenbegrenzung nicht beeinflusst, bei der NK Platzierung ist eine leichte Verschiebung hin zu erhöhter Aktuierbarkeit zu erkennen. Die neue Platzierung des KOSVL Aktuators erscheint dagegen nicht sinnvoll zu sein. Zum einen wird der Aktuator an einen Ort mit erhöhter Laufzeit platziert und zum anderen aus dem Bereich der höchsten Aktuierbarkeit heraus.

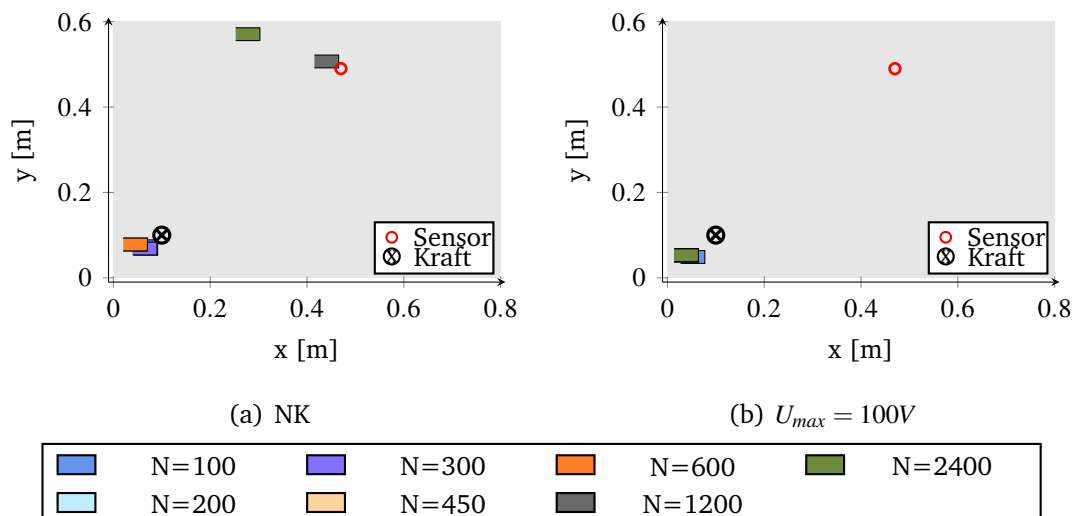


Abbildung 6.48: Platzierung der NK Steuerung bei verschiedenen Stellgrößenlimitierungen des stärker gedämpften Systems

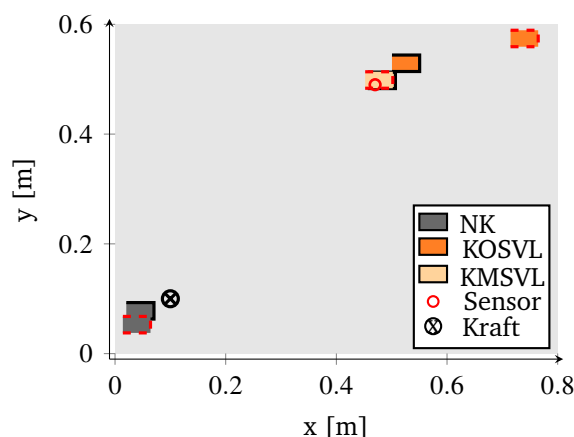


Abbildung 6.49: Einfluss der Stellgrößenbeschränkung (unbegrenzt mit schwarzer, 100 V Begrenzung mit roter Umrandung) auf die Aktuatorplatzierung für das stärker gedämpfte System (Kausalitätsbetrachtung)

Um die Platzierung des KOSVL-Aktuators zu verstehen, wird zunächst die Störgrößenreduktion über dem Frequenzbereich von 0-600 Hz in Abbildung 6.50 detaillierter betrachtet. Die Grafik zeigt die Reduktion mit 100 Volt Stellgrößenbegrenzung für die Platzierung in der rechten, oberen Ecke der Platte und für die Platzierung am Fehler-sensor. Der Aktuator in der rechten, oberen Ecke ist in der Lage die Störgröße auch unterhalb von 100 Hz stärker zu reduzieren. Im höheren Frequenzbereich ist durch

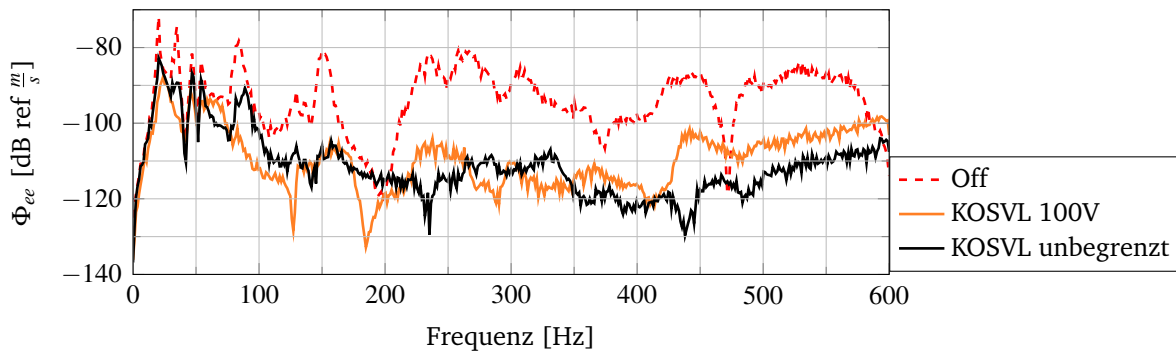


Abbildung 6.50: Schmalbandige Störgrößenreduktion der KOSVL-Platzierungen

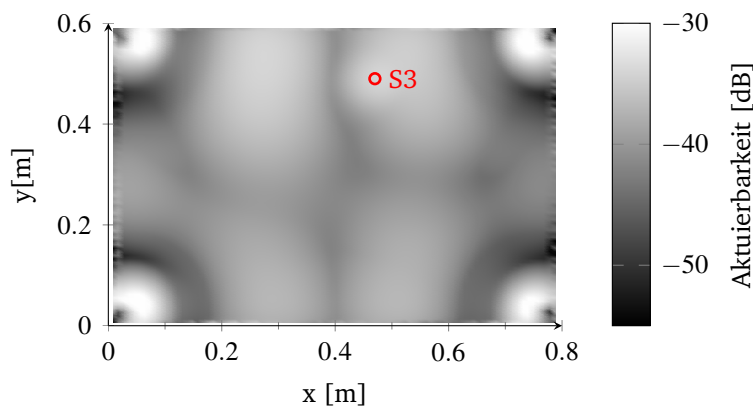


Abbildung 6.51: Aktuierbarkeit der stärker gedämpften Platte für Sensorplatzierung S3 unter 100 Hz

die Laufzeiteinbußen eine geringere Reduktion der Störgröße im Vergleich zur Platzierung am Sensor zu erkennen. Der Aktuator, der in der rechten oberen Ecke platziert ist, muss unterhalb von 100 Hz eine bessere Einkopplung aufweisen, welche die Platzierung stärker beeinflusst als die dadurch erhöhte Laufzeit.

Dieses Verhalten kann durch die Hoch-Pass Charakteristik des piezokeramischen Aktuators erklärt werden, der bei tiefen Frequenzen eine besonders hohe Spannung erfordert, um eine Gegenschwingung mit hoher Amplitude einzuleiten. Dementsprechend sind die tiefen Frequenzen ausschlaggebend für die Leistungsfähigkeit der Aktuatorplatzierung. Eine Visualisierung der Aktuierbarkeit in Abbildung 6.51 für Frequenzen unterhalb von 100 Hz verdeutlicht diesen Sachverhalt. Die Aktuierbarkeit für Frequenzen unterhalb von 100 Hz ist in den Lagerungsbereichen der Platte am größten. Der Aktuator ist also aus diesem Grund neu platziert worden, da der Einfluss der Kausalität durch die Stellgrößenbegrenzung verringert worden ist und Vorteile im tieffrequenten Bereich durch die neue Platzierung erzielt werden können.

Die Untersuchungen zum Einfluss der Stellgröße zeigen, dass eine Limitierung der Aktuatorspannung dazu führt, dass der Einfluss der Aktuierbarkeit steigt. Die Untersuchungen des stärker gedämpften Systems zeigen aber auch, dass die Betrachtung der Aktuierbarkeit für einen großen Frequenzbereich nicht immer eine Erklärung für eine Aktuatorplatzierung ermöglicht. Es können auch einzelne Frequenzbereiche, z.B. in denen die Anregung viel Arbeit einbringt, entscheidend für eine Platzierung sein. Die in diesem Abschnitt gezeigten Untersuchungen zeigen die Schwierigkeit, optimierte Platzierungen mit einer einzigen Metrik zu erklären. Es ist oftmals das Zusammenspiel aus Laufzeit, Filterlänge, Kausalität und der Stellgrößenbegrenzung, das eine Platzierung erklären kann, was einen ersten Hinweis auf die Richtigkeit von Hypothese 3 liefert. Das unterstreicht einmal mehr die Wichtigkeit der Gesamtsystemmodellierung, in der alle Steuerungsparameter gleichzeitig berücksichtigt werden.

### 6.3.6 Kombiniertes Einfluss von Laufzeit und Filtergewichten

Wie in den vorherigen Abschnitten gezeigt wurde, haben sowohl die Kausalität, die Filtergewichte als auch die Stellgrößenbegrenzung Einfluss auf die Aktuatorplatzierung. Da in den voran gegangenen Abschnitten versucht wurde, die Einflüsse separiert zu betrachten, soll nun dessen Kombination an der KMSVL und der KOSVL Konfiguration untersucht werden. Die Untersuchungen sollen die Basishypothese untermauern, nach der es wichtig ist, alle Parameter in einer Gesamtsystemmodellierung zu integrieren, um Platzierungen zu optimieren. Ebenfalls soll gezeigt werden, dass die Parameter die Aktuatorplatzierungen nicht unabhängig voneinander beeinflussen, was Kernaussage der Hypothese 3 ist. Die optimierten Aktuatoren der KMSVL und KOSVL Konfiguration für den schwach gedämpften Fall sind in Abbildung 6.52 dargestellt.

Wie im Abschnitt 6.3.3 gezeigt wurde, ist der Einfluss der SVL auf die Platzierung der Aktuatoren gering. Eine Variation der Filtergewichte bei gleichzeitigem Einfluss der SVL führt zu größeren Platzierungsunterschieden. Die Platzierung des Aktuators für die KMSVL Konfiguration wechselt ab 600 Filtergewichten von der Erregerstelle zur Position des Fehlersensors, wohingegen dieses Verhalten bei der KOSVL Konfiguration erst ab 2400 Filtergewichten erkennbar ist.

Dieses Verhalten kann mit Hilfe der Filtergüte und den Laufzeiten erklärt werden, die in Abbildung 6.53 für die zwei repräsentativen Aktuatorplatzierungen (am Fehlersensor, an der Erregerquelle) dargestellt sind.

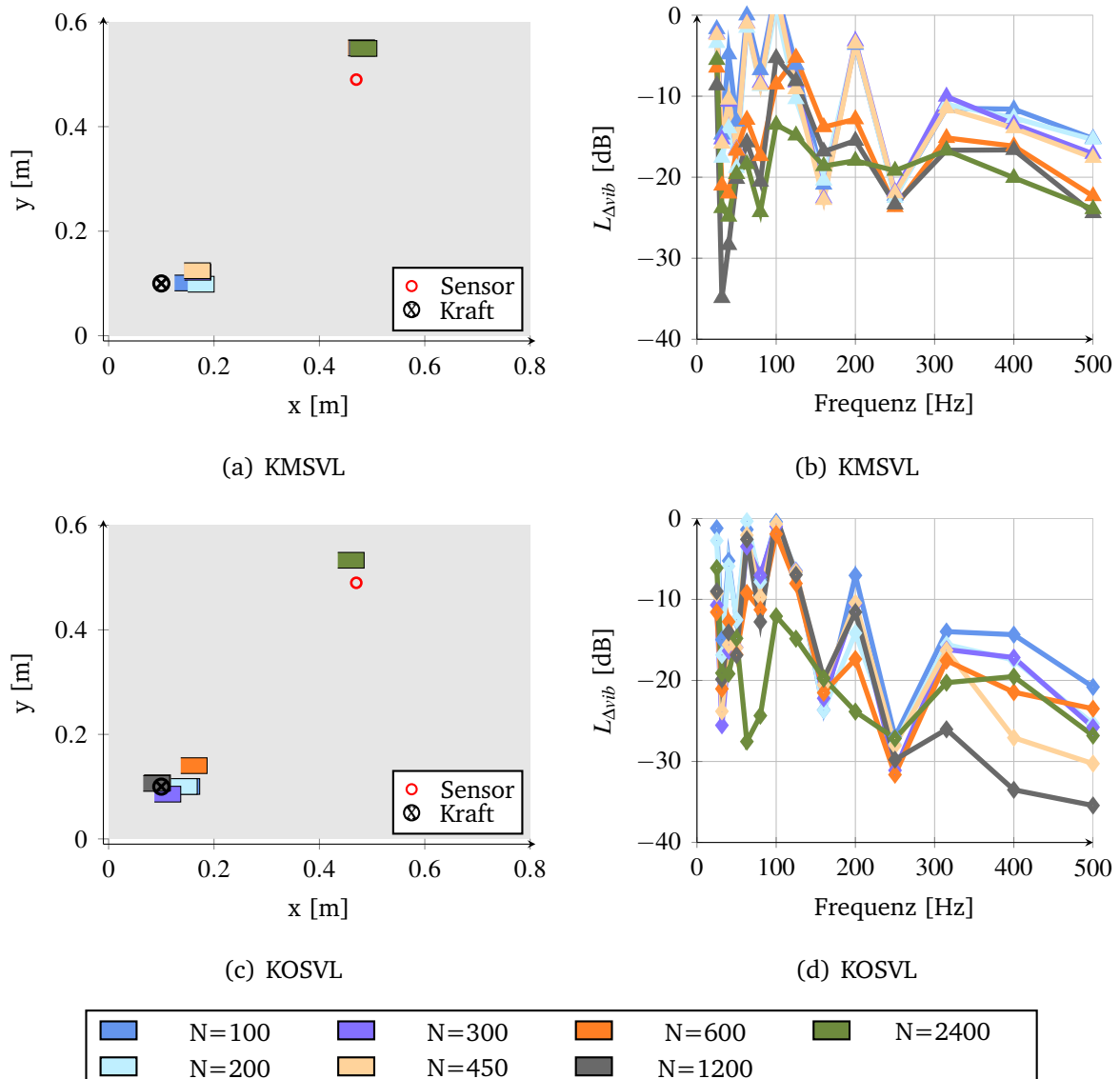


Abbildung 6.52: Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte  $N$  für die Anregungsposition F1 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts)

Der an der Erregerstelle platzierte Aktuator erreicht mit weniger Filtergewichten bereits eine höhere Filtergüte als der am Sensor platzierte Aktuator. Dies ist durch die Ähnlichkeit der Primär- und Sekundärstrecke zu begründen, welche im Falle des Aktuators an der Erregerstelle gegeben ist. Da der Filter  $\frac{P(z)}{S(z)}$  abbilden muss, wird bei gleicher Primär- und Sekundärstrecke die Impulsantwort im idealen Falle zu einem Vektor, bei dem nur der erste Wert eine Eins ist. Wie in Abschnitt 6.2.3 gezeigt ist, wird für eine hohe Leistungsfähigkeit sowohl ein Laufzeitvorteil als auch ein langes Filter



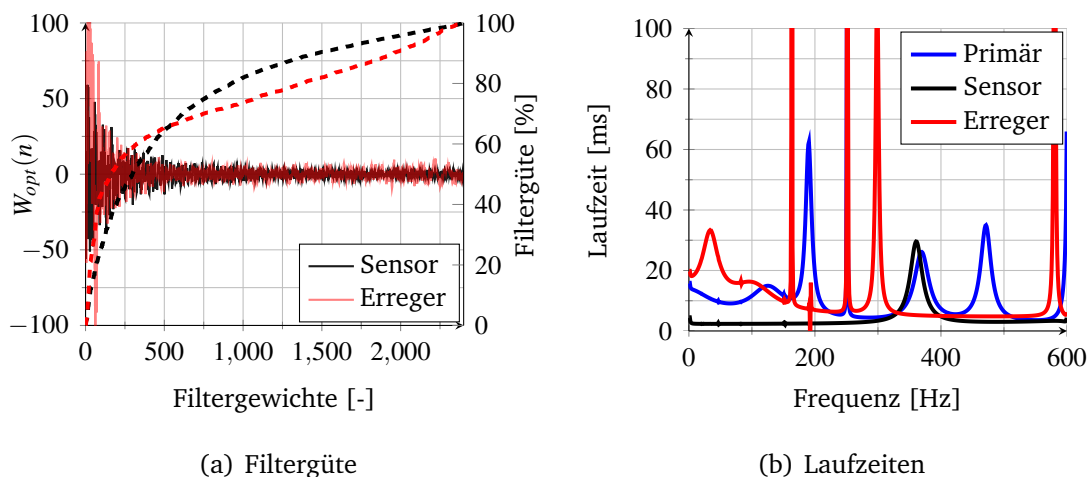


Abbildung 6.53: Filtergüte der repräsentativen Platzierungen der KMSVL Konfiguration

nötig. Da die KOSVL Konfiguration gleiche Laufzeiten des Primär- und Sekundärpfades an der Erregerstelle aufweist, bedarf es erst eines sehr langen Filters, bevor der zusätzliche Laufzeitgewinn zu einer Änderung der Aktuatorposition führt.

Die Analyse der Kausalität des schwach gedämpften Falls ist in Abbildung 6.53b dargestellt. Wie zu erwarten ist, hat die Aktuatorposition direkt am Fehlersensor für nahezu alle Frequenzen einen Laufzeitvorteil, wohingegen die Aktuatorposition am Erregerpunkt entweder keinen oder sogar einen Laufzeitnachteil besitzt. Dementgegen ist die KMSVL Konfiguration nahe der Krafteinleitung bereits mit einem Laufzeitnachteil behaftet, was dazu führt, dass bereits bei geringeren Filterlängen die Aktuatorposition verschoben wird. Dieses Verhalten sollte bei den stärker gedämpften Systemen schwächer ausfallen, da bei akausaler Steuerungskonfiguration deterministische Anteile im Störsignal wesentlich kleiner sind (vgl. Abbildung 6.14). Das bedeutet, dass ein Laufzeitnachteil größere Auswirkungen auf die Leistungsfähigkeit der Steuerung hat. In Abbildung 6.54 sind die optimierten Aktuatorplatzierungen für das stärker gedämpfte System der Konfiguration F1A1S3D dargestellt.

Es ist deutlich zu erkennen, dass die Aktuatoren nun gar nicht mehr an der Erregerposition angeordnet werden, sondern alle deutlich in Richtung Fehlersensor verschoben werden. Es wird jedoch nicht ausschließlich die Platzierung am Fehlersensor gefunden, sondern zusätzlich eine alternative Aktuatorposition am oberen Rand der Platte. Um diese Konfigurationen zu analysieren, wird analog zum schwach gedämpften Fall die Filtergüte und die Laufzeit in Abbildung 6.55 betrachtet.

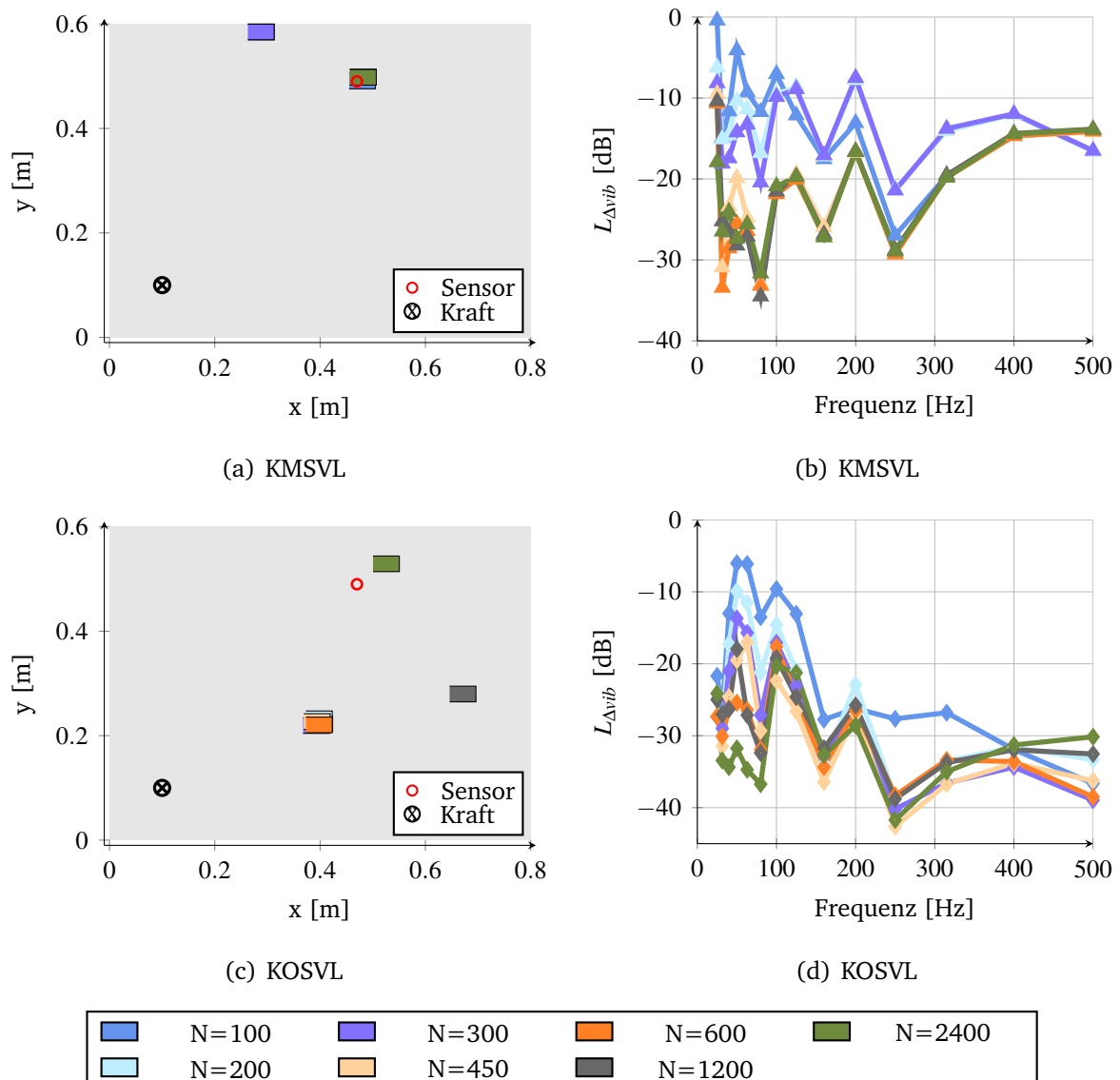


Abbildung 6.54: Platzierungen der Aktuatoren der stärker gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte  $N$  für die Anregungsposition F1 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts)

Prinzipiell erklären die gleichen Phänomene wie bei schwacher Dämpfung auch die Platzierung im stärker gedämpften Fall. Die Filtergüte weist höhere Werte mit weniger Filtergewichten für die alternative Aktuatorposition bis zu einer Filtergewichtsanzahl von ca. 750 auf. Danach ist die Filtergüte der beiden Positionen vergleichbar. Mit Blick auf die Kausalität wird die Erwartung, dass bei einem stärker gedämpften System die Kausalität einen höheren Einfluss auf die Aktuatorplatzierung hat, bestätigt. Beide Aktuatorplatzierungen zeigen für nahezu alle Frequenzen einen Laufzeitvorteil, auch

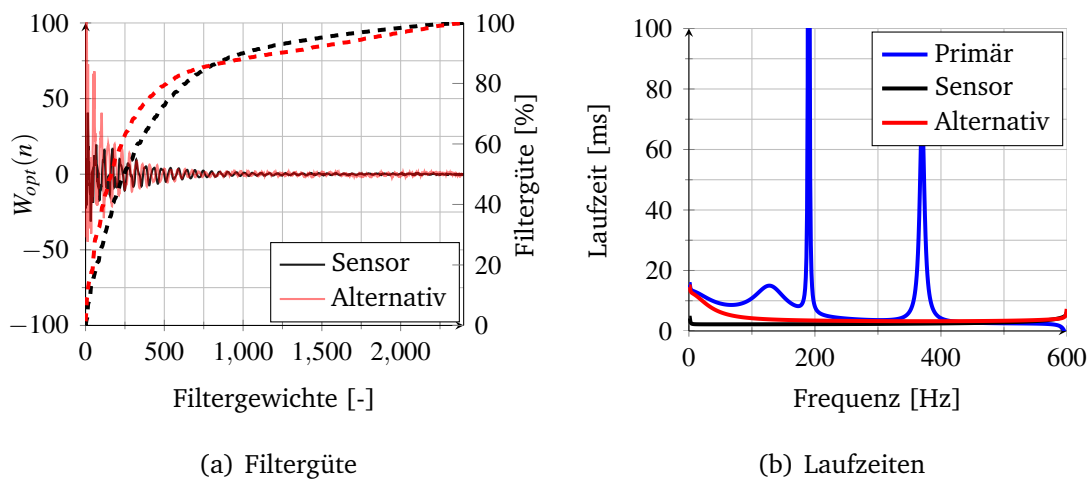


Abbildung 6.55: Filtergüte der repräsentativen Platzierungen der KMSVL Konfiguration

wenn dieser für die Aktuatorplatzierung am Sensor noch höher ausfällt. Ein interessanter Aspekt ist, dass sich die Platzierung des Aktuators von der alternativen Position zur Sensorposition genau dann ändert, wenn sich die Filtergüte der Positionen ebenfalls ändert.

Durch die kombinierte Betrachtung von Kausalitätsbedingung (durch Variation der Laufzeit der Konfigurationen) und Filterlänge konnte die Wichtigkeit der Gesamtsystemmodellierung und insbesondere die Modellierung der regelungstechnisch notwendigen Signalverarbeitung gezeigt werden. Sowohl unterschiedliche Laufzeiten, als auch unterschiedliche Filterlängen haben Einfluss auf die Aktuatorplatzierung und die vorhergesagte Störgrößenreduktion. Auch die gegenseitige Abhängigkeit der Filterlänge und der Laufzeit ist mit Hilfe der Gesamtsystemmodellierung berücksichtigt.

Durch die Gesamtsystemmodellierung können somit aktive Steuerungssysteme mit verschiedenen Laufzeiten und Filterlängen berechnet werden, um dem Ingenieur eine Abschätzung z.B. zu benötigter Rechenleistung des DSP, zur Anzahl an Sensoren und Aktuatoren und benötigten Laufzeiten zu geben.

### 6.3.7 Globale Nachbetrachtung der Platzierungsoptimierung

Bei jeder Optimierung, insbesondere bei einem stochastischen Optimierungsverfahren wie der genetischen Optimierung, stellt sich die Frage, wie „optimal“ die gefundene Aktuatorplatzierung ist. Wie groß ist der Unterschied zwischen empirisch gewählten Positionen zu den mit hohem numerischem Aufwand berechneten Positionen? Zur Be-

antwortung dieser Frage sollen einige Auswertungen für die Sensorposition S3 global über der gesamten Platte betrachtet werden. Dafür wird die Störgrößenreduktion am Sensor S3 für ein Netz an Aktuatoren berechnet und somit eine Störgrößenreduktionskartierung in Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung erstellt.

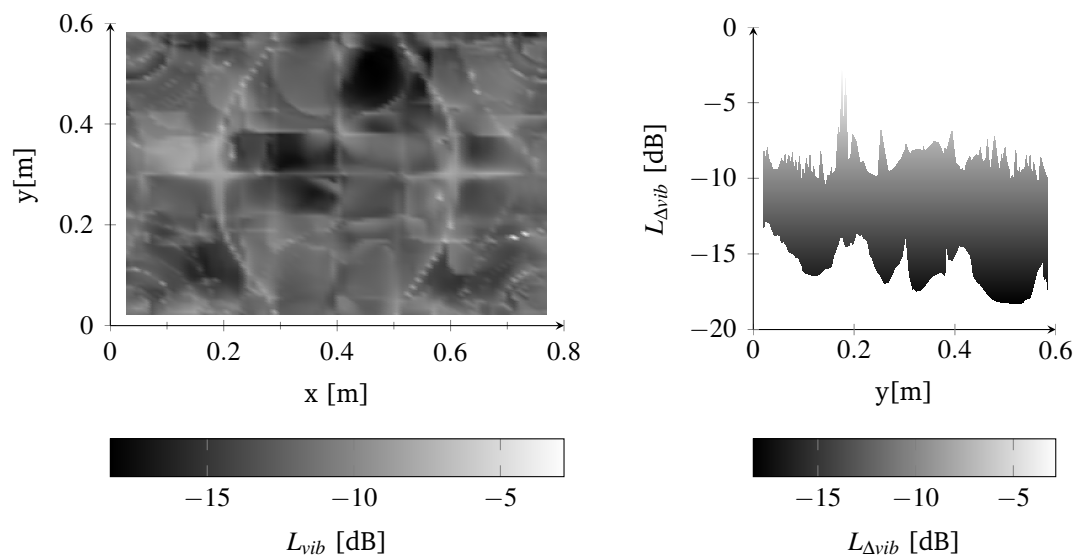
In dieser Arbeit wird die genetische Optimierung verwendet, die in der Regel schnell zu lokalen Minima konvergiert. Um auch globale Optima zu finden, wird die genetische Optimierung in der Literatur durch verschiedene Methoden erweitert (Verwendung von Inseln, Auswanderung und Einwanderung). Diese sollen in dieser Arbeit nicht weiter beschrieben werden, eine umfangreiche Dokumentation ist in [103] und Erweiterungen dazu in [43] gegeben.

Ist die Zielfunktion relativ flach, d.h. es gibt sehr viele lokale Optima, kann es ebenfalls zu der hier auftretenden Verteilung der Aktuatoren kommen, ohne dass dies durch die bereits beschriebenen Effekte hervorgerufen wird. Es stellt sich die Frage nach der Beschaffenheit des Zielfunktional, präziser gesagt, rechtfertigt die Berücksichtigung der Filtergewichte und die detaillierte Betrachtung der Laufzeit den hohen Rechenaufwand, der für die Gesamtsystemmodellierung erforderlich ist?

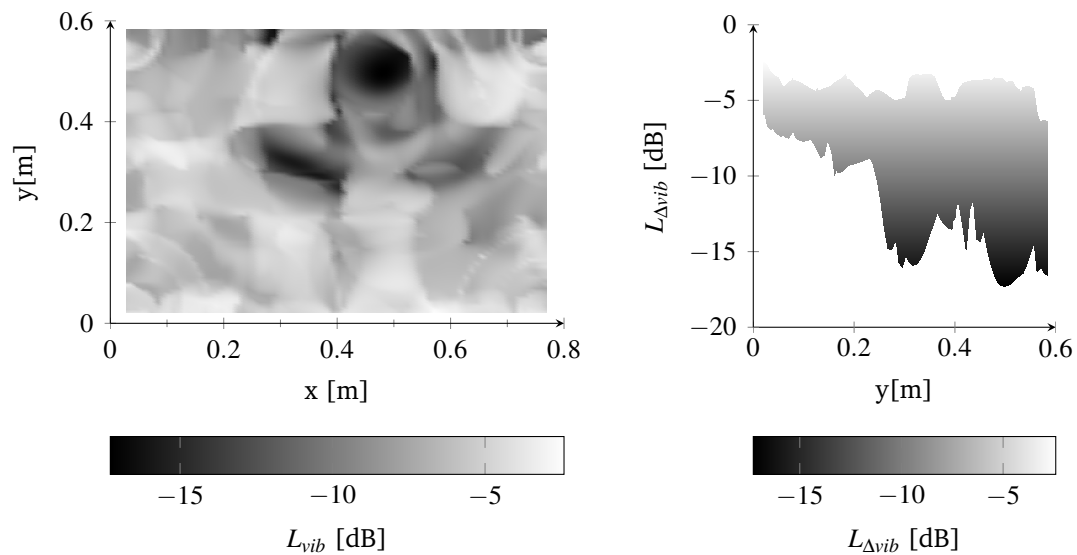
Für den betrachteten Eingrößenfall bietet sich die Möglichkeit, für ein grobes Aktuatornetz ( $84 \times 84$  Positionen in x- und y-Richtung) die Leistungsfähigkeit der Platzierungen erschöpfend zu berechnen. Diese Berechnung erfolgt für die KMSVL-Konfiguration für ausgewählte Filterlängen. Dies dient zum einen dazu, den Einfluss der Kausalität und der Filtergewichte über der gesamten Platte darzustellen und zum anderen, die Optimierung durch den genetischen Algorithmus einer simplen Prüfung zu unterziehen. Die über dem Frequenzbereich von 1 Hz bis 600 Hz integrierte Leistungsfähigkeit einer SISO-Steuerung mit Sensor S3 und Anregungspunkt F1 über der gesamten Platte für eine Filterlänge von  $N = 1200$  ist in Abbildung 6.56 dargestellt.

Durch die erschöpfende Berechnung aller Aktuatorplatzierungen des groben Aktuatornetzes für die gegebene Sensor- und Anregungsplatzierung, kann das globale Minimum der Störgröße bzw. die maximale Störgrößenreduktion ermittelt werden.

Zunächst einmal bleibt festzuhalten, dass das globale Minimum der Störgrößenreduktion in Abhängigkeit der x- und y-Position sowohl für den schwach und den stärker gedämpften Fall für die gewählte Filterlänge von 1200 Gewichten vom genetischen Optimierer gefunden wird. Somit sind die in den vorherigen Abschnitten diskutierten Effekte valide. Zum anderen wird der erhöhte Laufzeiteinfluss der stärker gedämpften Konfiguration sehr deutlich, da eine hohe Wirksamkeit der Steuerung nur noch mit Aktuatorpositionen um den Sensor herum möglich ist.



(a) Schwach gedämpft

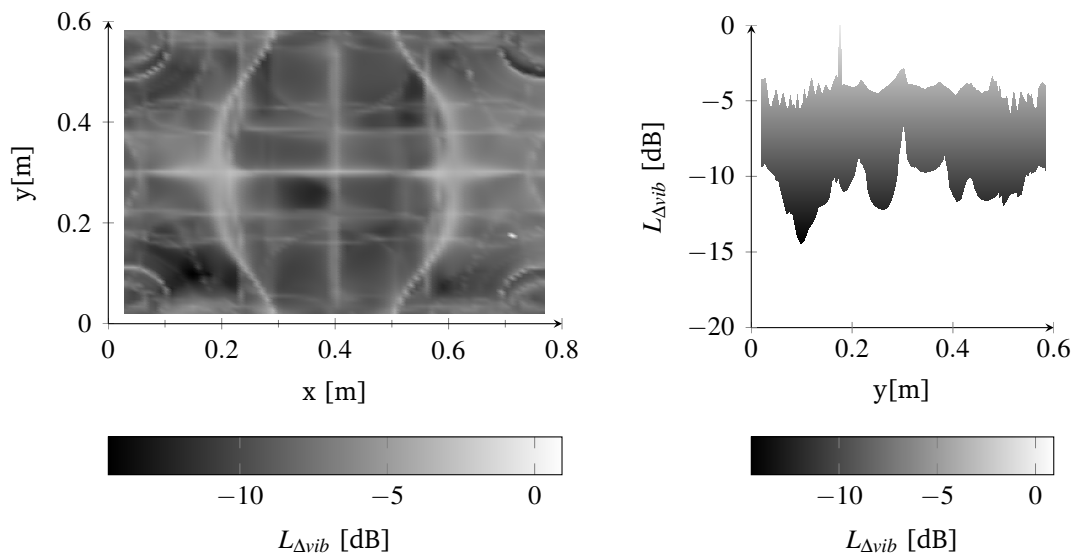


(b) Stark gedämpft

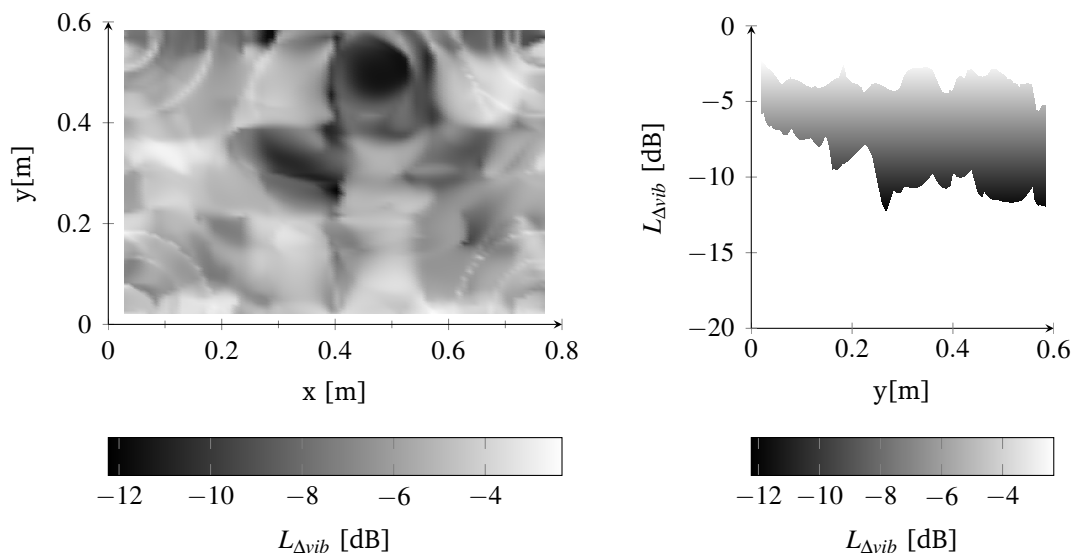
Abbildung 6.56: Leistungsfähigkeit der Steuerungskonfiguration (KMSVL) in Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung für 1200 Filtergewichte

Im schwach gedämpften Fall liegt das globale Optimum zwar auch am Sensor, jedoch gibt es sehr viele lokale Optima, die eine ähnliche Leistungsfähigkeit besitzen. Das Potential einer Aktuatorplatzierung kann anhand der besten und schlechtesten Position angegeben werden, wenn als „Worst-Case“ angenommen wird, das empirisch eine schlechte Platzierung gewählt werden würde. Dieses Potential liegt für den schwach bzw. stark gedämpften Fall bei 15.6 dB bzw. 17.0 dB. Eine realistischere Abschätzung des Optimierungspotentials ist aber der Vergleich der durchschnittlichen Reduktion al-

ler Positionen im Vergleich zum Optimum. Die durchschnittliche Reduktion für schwache Dämpfung beträgt 12.3 dB und im Optimalfall 18.3 dB, was ein Potential von 6 dB ergibt. Im stärker gedämpften Fall ist der Schnitt bei 7 dB und das Optimum bei 19.4 dB, was einem Potential von 12.4 dB entspricht. Daher ist für alle Betrachtungsweisen im Minimalfall ein Potential von 6 dB für die Optimierung gegeben, was in jedem Fall als lohnend erachtet wird.



(a) Schwach gedämpft



(b) Stark gedämpft

Abbildung 6.57: Leistungsfähigkeit der Steuerungskonfiguration (KMSVL) in Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung für 100 Filtergewichte

Um auch den Einfluss der Filtergewichte auf die Aktuatorplatzierung global zu validieren, wird die Leistungsfähigkeit zusätzlich noch für eine Filterlänge von  $N = 100$  berechnet und in Abbildung 6.57 dargestellt. Die globale Darstellung der Leistungsfähigkeit der Aktuatorplatzierungen für 100 Filtergewichte bestätigt ebenfalls die Ergebnisse der Optimierung und die daraus gezogenen Rückschlüsse, dass die Filterlänge Einfluss auf die Aktuatorposition hat. Im schwach gedämpften Fall ist das globale Optimum nahe der Krafteinleitung, wie auch durch die Optimierung ermittelt. Wie bereits beschrieben, ist das durch die hohe Filtergüte erklärbar, die mit einem kurzen Filter an der Krafteinleitungstelle erreichbar ist (vgl. Abschnitt 6.3.4). Dagegen zeigt die globale Darstellung des stärker gedämpften Falls, dass bereits mit einem kurzen Filter der Aktuator an der Sensorposition von Vorteil ist, da die geringe Laufzeit und die für das stärker gedämpfte System verwendbaren kürzeren Filter entscheidend sind. Das Optimierungspotenzial, verglichen zum Mittelwert aller Platzierungen, liegt für 100 Filtergewichte bei ca. 6.2 dB, sowohl im schwach, als auch im stark gedämpften Fall. Mit einem Potential von 6 dB ist bei 100 Filtergewichten eine Optimierung der Aktuatorplatzierung empfehlenswert.

Die Ergebnisse dieses Abschnitts zeigen zum einen, dass die mit Hilfe der genetischen Optimierung gefundenen Aktuatorpositionen valide sind, und zum anderen, dass die in Hypothese 2 und 3 adressierten Signalverarbeitungsparameter signifikanten Einfluss auf das Optimierungsfunktional haben.

### **6.3.8 Zusammenfassung der Platzierungsoptimierung in Abhängigkeit der Steuerungsparameter**

In den vorangegangenen Abschnitten wurde der Einfluss der Steuerungsparameter auf die Aktuatorplatzierung eines SISASO-Systems untersucht. Dabei wurde detailliert der Einfluss der Kausalitätsbedingung, der SVL, der Filterlänge und der Stellgrößenbeschränkung untersucht, wobei zunächst der Einfluss jedes Parameters separat und dann in Kombination mit anderen analysiert worden ist.

In Abschnitt 6.3 sind Erwartungen zum Einfluss der Steuerungsparameter auf die Aktuatorplatzierung formuliert worden, die durch die Untersuchungen nun überprüft sind. Tabelle 6.5 zeigt die aktualisierten Abhängigkeiten. Die Erwartungen, welche in Tabelle 6.3 formuliert worden sind, werden weitestgehend durch die gezeigten Ergebnisse bestätigt.

Tabelle 6.5: Auswirkungen der Steuerungsparameter auf die Aktuatorplatzierung

Parameter	Dämpfung	Einfluss auf Störgröße	Einfluss auf Aktuatorplatzierung
Filterlänge	schwach	groß	mittel
	stärker	mittel	gering
Kausalität	schwach	groß	mittel
	stärker	groß	groß
SVL	schwach	mittel	gering
	stärker	groß	mittel
Stellgröße	schwach	groß	gering
	stärker	groß	gering

In den Untersuchungen zur Kausalität zeigt die Aktuatoroptimierung eine starke Abhängigkeit von der gewählten Steuerungskonfiguration. Sowohl im schwach als auch im stärker gedämpften Fall bewirkt die Kausalitätsbedingung eine Platzierung des Aktuators nahe am Fehlersensor, um die Sekundärlaufzeit möglichst gering zu halten. Die kombinierte Untersuchung von Laufzeit und Filterlänge zeigt jedoch eine noch stärkere Abhängigkeit der Platzierung von der Kausalitätsbedingung des stärker gedämpften Systems als für das schwach gedämpfte System. Die Analyse der optimierten Platzierungen mit Hilfe einer kausalen Optimalsteuerung zeigt, dass die Gesamtsystemmodellierung nicht nur in der Lage ist, die vorhergesagte Störgrößenreduktion präziser vorherzusagen, sondern auch, dass die durch die Gesamtsystemmodellierung optimierten Platzierungen unter realistischen Steuerungsbedingungen eine höhere Störgrößenreduktion erreichen.

Die anschließende Analyse der SVL zeigte im schwach gedämpften System keine Auswirkung auf die Aktuatorplatzierung, jedoch bewirkt die Integration der SVL eine realistischere Abschätzung der Störgrößenreduktion. Im stärker gedämpften Fall zeigen die SVL auch einen Einfluss auf die Platzierung des Aktuators, der durch die Integration der SVL noch dichter an den Fehlersensor platziert wird. Im stärker gedämpften Fall zeigt sich die Verbesserung der Reduktionsvorhersage noch deutlicher, als im schwach gedämpften Fall.

Der Einfluss der Filterlänge auf die Aktuatorplatzierung zeigte für den schwach gedämpften Fall eine kleine Variation der Aktuatorplatzierung, jedoch bewirkte diese Va-



riation eine starke Änderung der Impulsantwort des Filters. Je kürzer der Filter gewählt wird, desto mehr wird ein Aktuator dorthin platziert, wo das optimale Filter eine kurze Impulsantwort aufweist. Die Variation der Aktuatorplatzierung durch die Änderung der Filterlänge für das stärker gedämpfte System zeigte nahezu keinen Einfluss. Dies ist durch die ohnehin sehr kurzen Impulsantworten stärker gedämpfter Systeme zu begründen. Für eine korrekte Störgrößenvorhersage ist die Integration der Filterlänge in die Gesamtsystemmodellierung jedoch unverzichtbar, da die Filterlänge wesentlich die zu erreichende Störgrößenreduktion bestimmt.

Durch die Einführung der Stellgrößenbegrenzung in die Gesamtsystemmodellierung konnte gezeigt werden, dass bei begrenzter Stellgröße der Einfluss von Filterlänge und Kausalität abnehmen. Im Falle einer begrenzten Stellgröße werden Aspekte der Aktuierbarkeit wesentlich wichtiger für eine Aktuatorplatzierung, als die vorgenannten Einflussfaktoren. Dabei können durchaus auch einzelne Frequenzbereiche des betrachteten Frequenzbandes einen großen Einfluss auf die Aktuatorplatzierung haben. Der Einfluss auf die Aktuatorplatzierung ist in der gewählten Sensor- und Anregungskonfiguration jedoch gering. Dieser Zusammenhang kann aber nicht verallgemeinert werden, da für Konfigurationen, wo Aktuierbarkeits- und Laufzeitoptimum nicht zusammenfallen, der Einfluss der Stellgrößenbegrenzung signifikant werden kann.

Der wesentliche Vorteil der Gesamtsystemmodellierung zeigt sich bei der kombinierten Betrachtung von Kausalitätsbedingung und Filterlänge. Nur durch die Gesamtsystemmodellierung kann ein System unter bestimmten Steuerungsrandbedingungen ausgelegt werden und eine zuverlässige Abschätzung der Störgrößenreduktion gegeben werden. So stellt sich z.B. für das schwach gedämpfte System eine geringere Abhängigkeit gegenüber der Kausalitätsbedingung heraus als für das schwach gedämpfte System. Nur wenn auch ein langes Filter berücksichtigt wird, wirkt sich die Kausalitätsbedingung auch wie erwartet aus. Die Kombination der Einflussfaktoren offenbart eine Vielzahl an Aktuatorplatzierungen für die jeweils gewählten Steuerungsparameter. Für eine solche detaillierte Auslegung eines aktiven Systems ist jedoch eine große Systemkenntnis im Vorfeld der Systemauslegung nötig.



## Kapitel 7

# Experimenteller Vergleich der Aktuatorplatzierungen

In diesem Abschnitt der Arbeit sollen die erarbeiteten Erkenntnisse aus der Simulation anhand von einigen Beispielen experimentell überprüft werden. In Tabelle 7.1 sind die Experimente und deren Charakteristika zusammengefasst.

Tabelle 7.1: Übersicht der experimentellen Untersuchungen

Versuchskürzel	Fehler-sensor	Dämpfung	Optimierung	Aktuatorpos. [cm]	Filter-gewichte
KMSVL100	S3	schwach	KMSVL <sup>1</sup>	(15.0; 10.0)	100
KMSVL2400	S3	schwach	KMSVL	(48.4; 54.9)	2400
NK100	S3	schwach	NK <sup>2</sup>	(14.6; 10.0)	100
NK2400	S3	schwach	NK	(5.9; 7.6)	2400
NK450D	S3	stärker	NK	(4.5; 7.8)	100
KMSVL2400D	S3	stärker	KMSVL	(48.2; 49.8)	2400

Mit Hilfe dieser Untersuchungen sollen die Hypothesen 1 und 2 auch experimentell bestätigt und die Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung von der Kausalitätsbedingung und den Filtergewichten gezeigt werden.

<sup>1</sup>KMSVL - Kausale Steuerungsberechnung mit integrierten Signalverarbeitungslaufzeiten ohne Laufzeitvorteil; vgl. Abschnitt 6.3

<sup>2</sup>NK - Kausale Steuerungsberechnung mit synthetischem Laufzeitvorteil von 20 Zeitschritten, d.h. eine nicht-kausale Konfiguration wird berechnet; vgl. Abschnitt 6.3

Die Experimente beschränken sich auf Untersuchungen an der KMSVL Konfiguration, da im Experiment aufgrund von Sensorrauschen oder Aliasing immer Tiefpass-Filter und ein digitaler Signalprozessor Verwendung finden. Zur Untersuchung von Simulationsergebnissen der NK bzw. KOSVL Platzierung müssten diese Laufzeiten aus den gemessenen Übertragungspfaden herausgerechnet werden, was wiederum zu numerischen Ungenauigkeiten führen würde. Deswegen werden an dieser Stelle alle Phänomene aus der Simulation an KMSVL Platzierungen validiert.

## 7.1 Experimentelles Vorgehen

Die Herausforderung des Experimentes liegt in der Messung der Referenz- und Störsignale. Das Referenz- und das Störsignal müssen eine sehr hohe Kohärenz aufweisen, bei gleichzeitiger geringer Anregung der Plattenstruktur, um eine Sättigung der verwendeten Piezokeramiken durch eine zu hohe Anregung zu vermeiden. Zur Messung des Referenzsignals wird ein Kraftsensor mit hoher Sensitivität verwendet (Kraftsensor PCB 208 C01) und das Störsignal wird mit einem Laser-Scanning-Doppler Vibrometer (Polytec PSV 400) erfasst. Die Datenerfassung und Datenverarbeitung wird in einem dSpace<sup>®</sup> System (ds1006) realisiert, welches durch MatLab<sup>®</sup> mit Hilfe eines Simulink<sup>®</sup>-Modells gesteuert wird.

Zur Auslegung des kausalen Optimalfilters werden das Referenz- und Störsignal, sowie ein Sekundärstreckenmodell benötigt. Die Messung des Sekundärstreckenmodells erfolgt durch die Anregung der Piezokeramik mit weißem, bandbegrenztem, leistungsoptimiertem Rauschen. Zeitsynchron zum Anregungssignal wird das Störsignal an der Fehlersensorposition durch das LSDV gemessen. Anschließend werden die gemessenen Zeitreihen mit einem Sub-Space Identifikationsverfahren nachverarbeitet [68] und ein Zustandsraummodell identifiziert. Des weiteren wird auf die Störquelle (Skaker LDS201) ebenfalls ein weißes bandbegrenzt, leistungsoptimiertes Rauschen gegeben und das Referenzsignal am Kraftsensor und das Störsignal mit dem LSDV zeitsynchron gemessen. Durch die Messung der Sekundärstrecke und der Zeitsignale kann das Optimalfilter, wie in Abschnitt 3.3.4 beschrieben, berechnet werden. Eine explizite Messung des Primärpfades ist dabei nicht erforderlich, wie in Abschnitt 3.3.4 zur Auslegung des kausalen Optimalfilters gezeigt wurde.

Die optimalen Filterkoeffizienten werden anschließend in das Simulink<sup>®</sup>-Modell implementiert und auf das Echtzeitbetriebssystem dSpace<sup>®</sup> übertragen. Zur Auswertung der Steuerungsperformance erfolgt anschließend eine Messung des Fehlersignals mit und ohne aktivierte Steuerung.

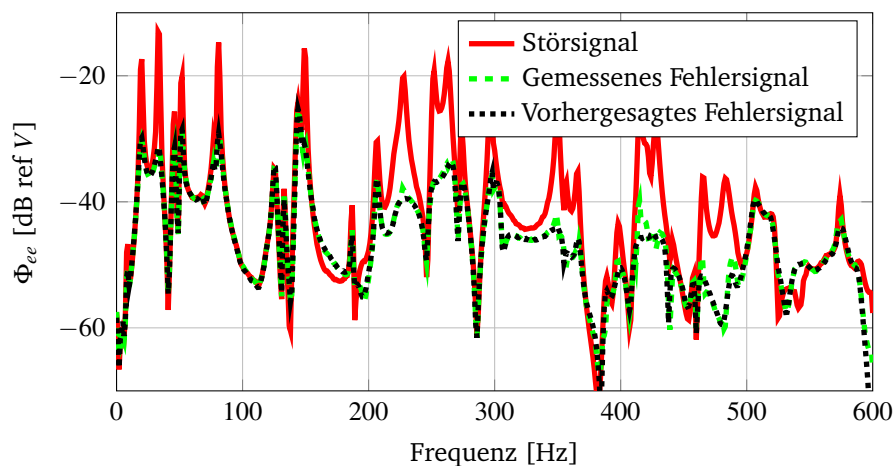


Abbildung 7.1: Vergleich der vorhergesagten Störgrößenreduktion der Steuerungsauslegung mit der tatsächlich gemessenen Störgrößenreduktion

Die in der Simulation getroffene Annahme, dass die Stellgröße unbeschränkt sein kann, ist im Experiment nicht zu realisieren. Trotz großem Messaufwand, kann die Erregerspannung an der Störquelle nicht unter 0,5 Volt verkleinert werden, da sonst die Sensitivität des Kraftsensors nicht ausreichend ist, um ein geeignetes Referenzsignal mit Kohärenz  $\approx 1$  zu liefern. Eine Erregerspannung von 0,5 Volt führt jedoch dazu, dass ein Optimalfilter, dessen Stellgröße nicht begrenzt wird, deutlich mehr als die erlaubten  $\pm 500$  Volt Stellgröße ausgibt. Aus diesem Grund wird der experimentelle Nachweis anhand der gemessenen Streckenmodelle und Zeitsignale durchgeführt. Dies ist insofern legitim, da die Vorhersage des Optimalfilters in der Auslegung nahezu exakt ist. Dies ist in Abbildung 7.1 im Leistungsspektrum nachgewiesen, in welcher für die Aktuatorplatzierung NK2400 die Leistungsdichtespektren der Störgröße, des gemessenen Fehlersignals und des vorhergesagten Fehlersignals dargestellt sind. Die Schätzung des Optimalfilters bei der Auslegung ist nahezu exakt, bis auf geringe Abweichungen bei einzelnen Frequenzen, wie z.B. 415 Hz. Mit Hilfe dieser Vorgehensweise kann auch die experimentelle Leistungsfähigkeit bei unbegrenzter Stellgröße abgeschätzt werden.

## 7.2 Kohärenzüberprüfung

In den Simulationen dieser Arbeit wurde die Kohärenz und deren Einfluss auf die Störgrößenreduktion vernachlässigt. Voraussetzung für diese Annahme ist, dass in den Experimenten die Kohärenz nahe Eins ist. Zum Nachweis der hohen Kohärenz der Expe-

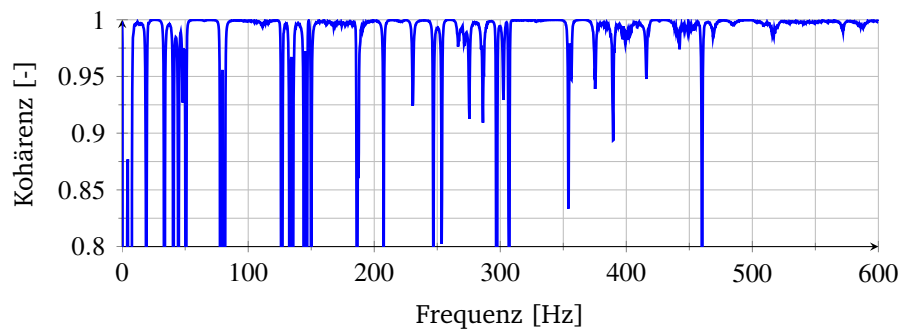


Abbildung 7.2: Kohärenz der KMSVL100 Aktuatorplatzierung

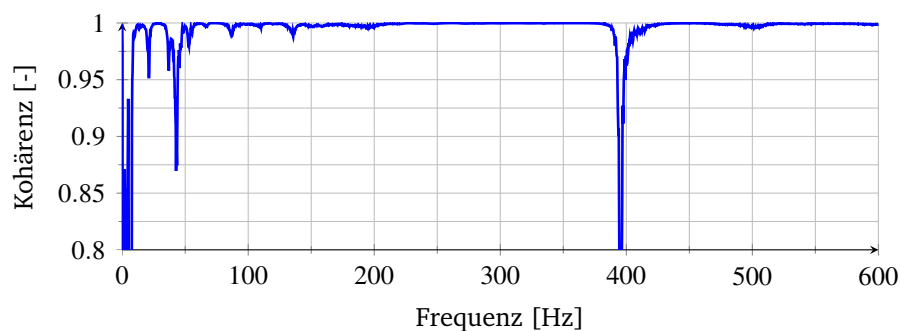


Abbildung 7.3: Kohärenz der KMSVL2400D Aktuatorplatzierung

Experimente werden beispielhaft die Kohärenzfunktionen der Experimente KMSVL100 und KMSVL2400D in Abbildung 7.2 für das schwach und in Abbildung 7.3 für das stärker gedämpfte System dargestellt. Die Kohärenz wird dabei zwischen dem Referenzsignal  $x(n)$  und dem Störsignal  $d(n)$  gebildet, d.h. zwischen dem Signal des Kraftsensors und dem Vibrometersignal an der Fehlersensorposition. Für die schwach gedämpfte Platte ist die Kohärenz nahezu durchgängig bei 1, lediglich bei den scharfen Antiresonanzen der Übertragungsfunktion ist die Kohärenz aufgrund eines geringen Signal-Rausch-Abstandes nicht bei 1. Die gemittelte Kohärenz über dem Frequenzband von 0 Hz bis 600 Hz liegt bei 0.975, was für die hier untersuchten Fragestellungen akzeptabel ist. Laut Kuo und Morgan [76, Seite 57] ist mit einer Kohärenz von 0.975 im Schnitt eine Reduktion von bis zu 16.7 dB möglich ist. Die maximal simulierte Reduktion für ein kausales Steuerungssystem mit 2400 Gewichten liegt bei 19.8 dB. Unter Berücksichtigung der Kohärenzeinbrüche bei den Antiresonanzen und dem Wissen, dass eine Reduktion der Störgröße in den Antiresonanzen sehr gering ausfällt, ist die im Experiment erreichte Kohärenz als ausreichend anzunehmen.

Im stärker gedämpften Fall entfällt ein Großteil der scharfen Antiresonanzen in der Übertragungsfunktion und somit auch die Kohärenzeinbrüche, wie in Abbildung 7.3

gezeigt ist. Lediglich unter 12 Hz und bei ca. 400 Hz ist die Kohärenz nicht 1, da unter 10 Hz die Anregung der Struktur sehr gering ist und bei 400 Hz eine stark ausgeprägte Antiresonanz vorhanden ist. Die mittlere Kohärenz über dem Frequenzband beträgt 0.992, was im Schnitt eine Reduktion von 20 dB erlaubt. In der Simulation wurde für die KMSVL Steuerungskonfiguration mit 2400 Gewichten eine maximale Reduktion von 17.7 dB berechnet. Daraus folgt, dass die Kohärenz für die stärker gedämpfte Konfiguration ebenfalls ausreichend ist, um die Ergebnisse der Simulation zu validieren.

### 7.3 Einfluss der Kausalitätsbedingung und der Signalverarbeitungslaufzeiten

Anhand der Experimente NK2400 und KMSVL2400 soll gezeigt werden, dass die Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung und der Signalverarbeitungslaufzeiten in der Optimierung letztendlich dazu führt, dass ein experimentell realisiertes System leistungsfähiger wird. Dazu werden die in der Simulation ermittelten Aktuatorpositionen mit einer experimentellen Steuerung vermessen, d.h. die beiden Aktuatorplatzierungen werden unter realen Bedingungen getestet, welche die Kausalitätsbedingung, die SVL und die Filterlänge inkludieren. Durch den Ein- und Ausbau der Aluminiumplatte wird die Strukturdynamik leicht verändert, welches dem Prüfstand inhärent ist, wie in Anhang C.3 gezeigt ist. Trotz der Bemühungen, die Prüfplatte immer unter den gleichen Randbedingungen einzubauen und die Schrauben mit Drehmomentenschlüssel anzuziehen, können Varianzen in der Strukturdynamik nicht ausgeschlossen werden. Abbildung 7.4 zeigt die Primärpfade  $P(z)$  für die beiden Versuchsplatten<sup>3</sup>. Im Frequenzbereich bis 300 Hz sind nur sehr schmalbandige Abweichungen zwischen den beiden Primärpfaden vorhanden, wohingegen sie im Frequenzbereich ab 300 Hz deutlich breitbandiger sind und von der Amplitude bis zu 8 dB betragen können. Um diese Frequenzverschiebungen bei der Auswertung nicht zu sehr in den Vordergrund zu stellen, werden die Ergebnisse in Terzbändern ausgewertet.

In Abbildung 7.5 ist die im Experiment gemessene Störgrößenreduktion der beiden Aktuatorplatzierungen in Terzbändern dargestellt. Die KMSVL-Aktuatorplatzierung ist wie erwartet über dem gesamten Frequenzbereich deutlich leistungsfähiger, als die NK-Platzierung. Integriert über den gesamten Frequenzbereich ergibt sich eine Stör-

---

<sup>3</sup>Die beiden Versuchsplatten unterscheiden sich durch die Lage der aufgeklebten Piezokeramik. Die Untersuchungen erfolgten nacheinander, so dass die gleich Aluminiumplatte für die Versuche verwendet wurde.

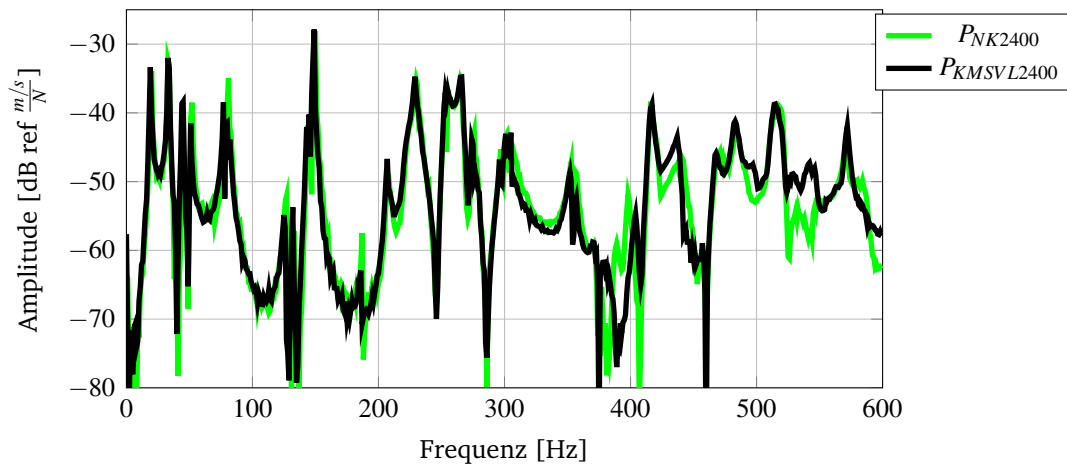


Abbildung 7.4: Vergleich der Primärpfade der NK2400 und KMSVL2400 Platzierung für die schwach gedämpfte Platte

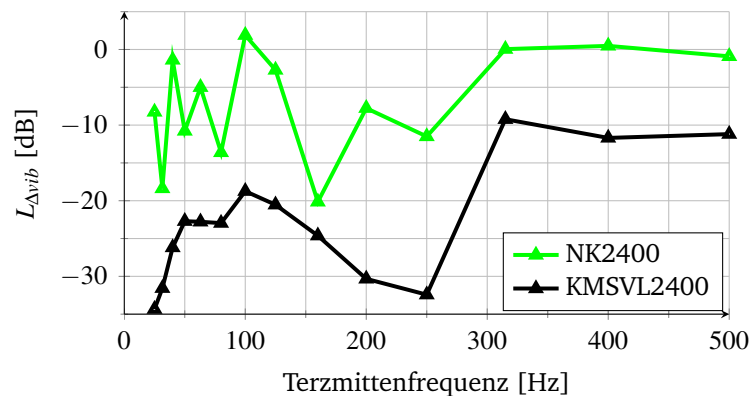


Abbildung 7.5: Vergleich der experimentell ermittelten Leistungsfähigkeit der beiden Aktuatorplatzierungen in Terzbändern

größenreduktion für die NK-Platzierung von 4.4 dB und für die KMSVL-Platzierung von 16.1 dB. Die KMSVL-Platzierung ist somit um 11.7 dB leistungsfähiger als die NK-Platzierung, womit die Hypothese 2 auch experimentell bestätigt wurde. Die Aktuatoroptimierung unter der Berücksichtigung von Kausalität und Laufzeit führt zu einer neuen, leistungsfähigeren Aktuatorplatzierung, im Vergleich zu einer Platzierung, die unter Vernachlässigung dieser Elemente optimiert wird.

In Hypothese 4 wird die Vorhersagegenauigkeit der Prozesskette adressiert. Um diese Hypothese zu bestätigen, werden die experimentellen Ergebnisse mit der Simulation verglichen. Die Ergebnisse sind dabei auf die Kraftamplituden normiert, da zwischen Simulation und Experiment Abweichungen in der eingeleiteten Kraft vorliegen (siehe Anhang C.4). Zunächst wird der Primärpfad der KMSVL-Platzierung in der Simulation



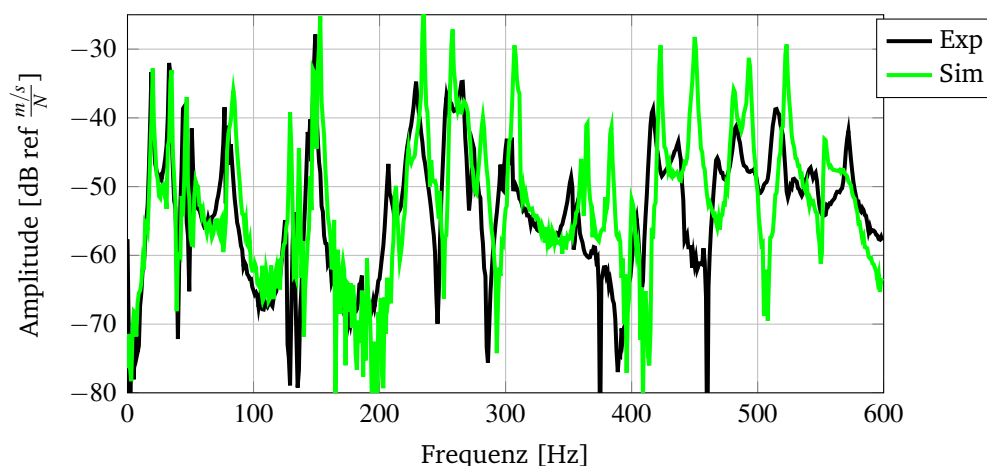


Abbildung 7.6: Vergleich der Primärpfade in der Simulation und im Experiment der KMSVL2400 Platzierung für die schwach gedämpfte Platte

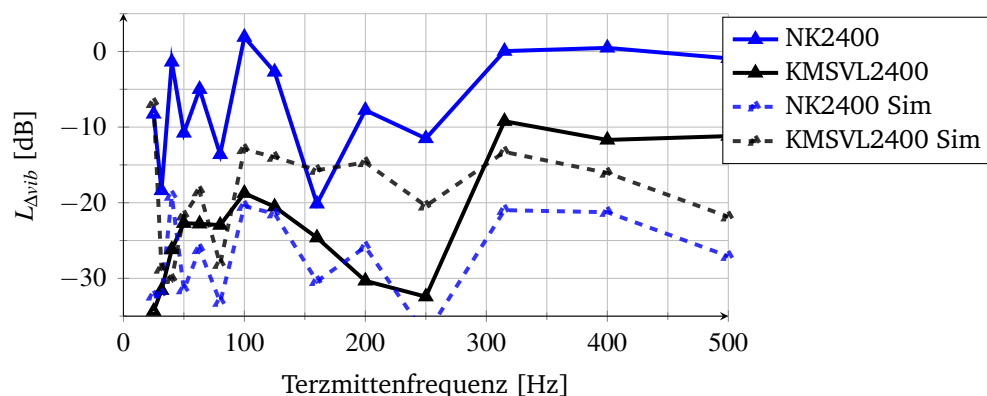


Abbildung 7.7: Vergleich der experimentell und simulativ ermittelten Leistungsfähigkeit der beiden Aktuatorplatzierungen in Terzbändern

und im Experiment verglichen. Obwohl das Simulationsmodell experimentell abgeglichen wurde, sind dennoch deutliche Differenzen der Primärpfade von Simulation und Experiment zu erkennen. Insbesondere im Frequenzbereich oberhalb von 250 Hz ist die Dämpfung des Simulationsmodells deutlich zu niedrig angesetzt, was zu einem deutlichen Amplitudenfehler führt. Auch die Lage der Eigenfrequenzen weicht zwischen Simulation und Experiment gerade in diesem Frequenzbereich ab. Diese Veränderungen können nur durch den Umbau des Versuchsstandes (Ausbau der alten Versuchsplatte und Einbau der Neuen) erklärt werden.

Ungeachtet dieser Abweichungen soll die Vorhersagegenauigkeit überprüft werden, da bei Einsatz der Prozesskette im Vorentwurf auch keine exakten Modelle existieren. In Abbildung 7.7 sind die gemessenen und zusätzlich die durch die Gesamtsystemmodel-

lierung vorhergesagten Störgrößenreduktionen der beiden Platzierungen dargestellt. Aufgrund der experimentellen Randbedingungen ist die Vorhersage der Störgrößenreduktion der NK2400 Platzierung in der Simulation mit 20 Verzögerungsschritten fehlerhaft, aber eben genau dieses Verhalten wird im bisherigen Stand des Wissens durch die Vernachlässigung der Kausalitätsbedingung erzwungen. Der daraus resultierende Unterschied in der Störgrößenreduktion zwischen Simulation und Experiment ist mit 22.2 dB sehr groß. Von der vorhergesagten 26.5 dB Reduktion können nur 4.4 dB erreicht werden. Die gezeigte Überschätzung der Störgrößenreduktion durch die NK-Konfiguration bestätigt die Analyse aus Abschnitt 1.2 bei der an einer Ölwanne eine ebenso große Überschätzung der Leistungsfähigkeit vorliegt.

Die vorhergesagte Störgrößenreduktion von 17.7 dB für die KMSVL2400 Platzierung durch die Simulation ist im Vergleich zur erreichten Reduktion von 16.1 dB im Experiment deutlich präziser. Die Vorhersagegenauigkeit der Simulation, unter Berücksichtigung des Gesamtsystems, ist also deutlich verbessert worden. Allerdings ist festzustellen, dass die Störgrößenreduktion für die einzelnen Terzbänder in Abbildung 7.7 deutlicher abweicht, als die über dem gesamten Frequenzbereich integrierte Reduktion. Diese Differenzen in den Terzbändern sind jedoch auf die Abweichungen in den Simulationsmodellen gegenüber den gemessenen Modellen des Experimentes zurückzuführen. Wie in [111] gezeigt, kann bei höherer Modellgüte die vorhergesagte Störgrößenreduktion bis auf 1 dB genau bestätigt werden. Umso eine Genauigkeit zu erreichen, muss wie in der Arbeit von Schubert mit experimentell identifizierten Transferpfaden simuliert werden, was in der vorliegenden Arbeit nicht umgesetzt worden ist.

Ein Vergleich der Störgrößenreduktion in Terzen zwischen Simulation und Experiment zeigt einen durchschnittlichen Vorhersagefehler der NK-Konfiguration (nicht-kausale Aktuatorplatzierung) von 20.1 dB, wohingegen dieser bei der KMSVL-Konfiguration nur bei 8.1 dB liegt. Das entspricht einer Reduktion des Vorhersagefehlers um 12 dB in Terzen.

Abschließend soll die Vorhersagegenauigkeit der Simulation für die NK2400 Platzierung nochmals mit einer realistischen KMSVL Steuerung nachgerechnet werden<sup>4</sup> (vgl. Abbildung 6.32). Das Ergebnis in Terzbändern ist in Abbildung 7.8 dargestellt.

Die vorhergesagte Störgrößenreduktion beträgt in diesem Fall nur noch 8.6 dB, womit der Vorhersagefehler in der integrierten Reduktion über dem gesamten Frequenzbereich auf 4.2 dB gesenkt werden kann. Der Vorhersagefehler über den gemittelten

---

<sup>4</sup>Dazu wird die ermittelte Platzierung NK-Konfiguration mit der KMSVL-Steuerung nachberechnet, basierend auf den Simulationsdaten.

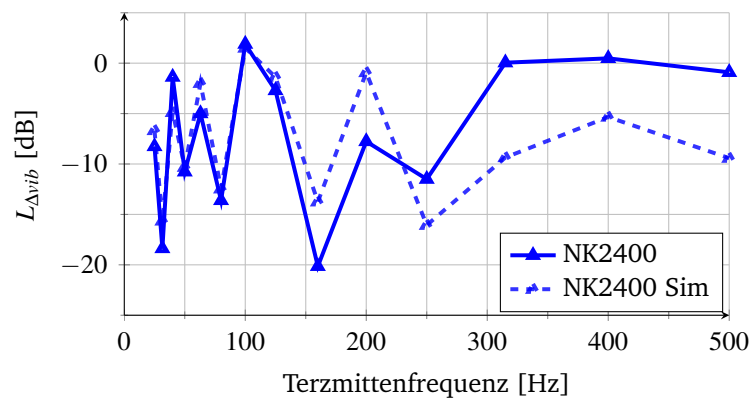


Abbildung 7.8: Vergleich der experimentell und simulativ ermittelten Leistungsfähigkeit der NK2400 Platzierung in Terzbändern

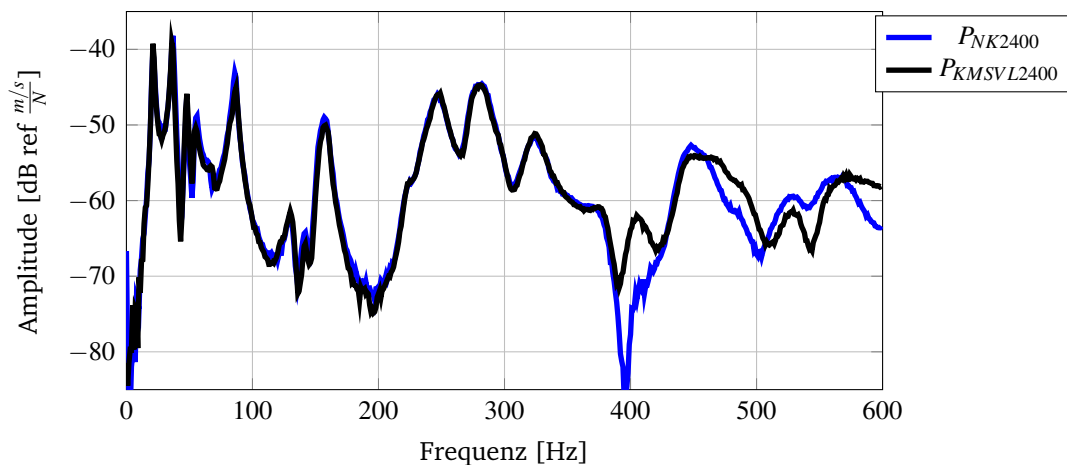


Abbildung 7.9: Vergleich der Primärpfade der NK2400 und KMSVL2400 Platzierung für die stärker gedämpfte Platte

Terzbändern beträgt nur noch 4.0 dB. Dies zeigt, dass bei realistischer Steuerungssimulation innerhalb der Auslegung diese Position nicht in Frage gekommen wäre und bestätigt die Ergebnisse aus der Simulation mit der KMSVL-Konfiguration.

Die Analyse für das schwach gedämpfte System bestätigt die Hypothesen 2 und 4, jedoch müssen diese auch für das stärker gedämpfte System geprüft werden.

Zunächst sollen auch hier wieder die Primärpfade der beiden Experimente verglichen werden, welche in Abbildung 7.9 dargestellt sind. Auch im stärker gedämpften Fall ist eine Abweichung des Primärpfades über 400 Hz zu erkennen. Im Allgemeinen bewirkt die erhöhte Dämpfung, dass die Abweichungen in den Transferfunktionen kleiner werden.

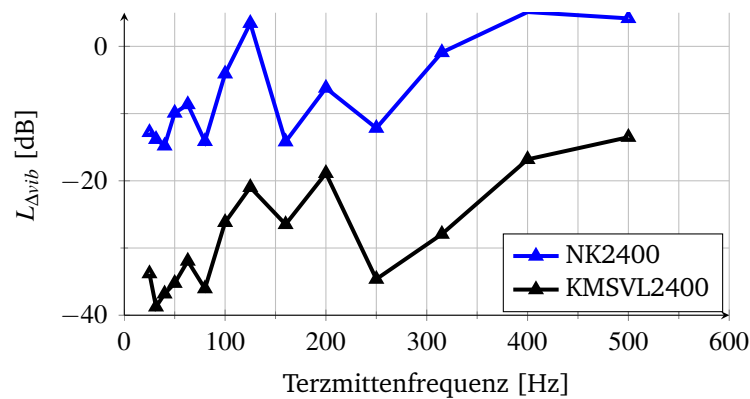


Abbildung 7.10: Vergleich der experimentell ermittelten Leistungsfähigkeit der beiden Aktuatorplatzierungen des stärker gedämpften Systems in Terzbändern

Die Störgrößenreduktion der beiden Aktuatorpositionen ist in Abbildung 7.10 dargestellt. Nach den Ergebnissen der Simulation ist zu erwarten, dass bei erhöhter Dämpfung die Störgrößenreduktion der NK Platzierung sehr gering ausfällt, da der synthetische Laufzeitvorteil der Simulation im Experiment nicht vorhanden ist und die NK-Platzierung somit einen Laufzeitnachteil aufweist. Diese Erkenntnis aus der Simulation wird durch das Experiment bestätigt. Die integrierte Störgrößenreduktion über dem gesamten adressierten Frequenzbereich beträgt für die NK2400 Platzierung nur 2.6 dB, wohingegen mit der KMSVL2400 Platzierung eine Reduktion von 23.4 dB erzielt werden kann. Die KMSVL Platzierung ist im stärker gedämpften Fall demnach um 20.8 dB leistungsfähiger als die NK-Platzierung. Eine Berücksichtigung der Laufzeiteffekte und der Kausalitätsbedingung ist demzufolge bei stärker gedämpften Systemen von noch größerer Bedeutung.

Zum Abschluss dieser Untersuchungen soll die Vorhersagegenauigkeit der Gesamtsystemmodellierung für die stärker gedämpfte Konfiguration überprüft werden. Dazu wird zunächst erneut der Primärpfad zwischen Simulation und Experiment in Abbildung 7.11 verglichen. Dort sind die Abweichungen zwischen Simulation und Experiment im Frequenzbereich ab 200 Hz zu erkennen. Die Abweichungen resultieren aus einer Frequenzverschiebung der Resonanzen, die der vereinfachten Modellbildung der gedämpften Platte geschuldet ist. Zur Erinnerung, die stärker gedämpfte Platte wurde im Modell lediglich durch die Anpassung der modalen Dämpfungen realisiert, wohingegen im Experiment die Platte durch das Aufbringen von einer CLD-Schicht auch in ihrer Masse und Steifigkeit verändert wurde. Der qualitative Verlauf des Primärpfades ist jedoch unter Berücksichtigung der vereinfachten Modellbildung mit einer Amplitu-

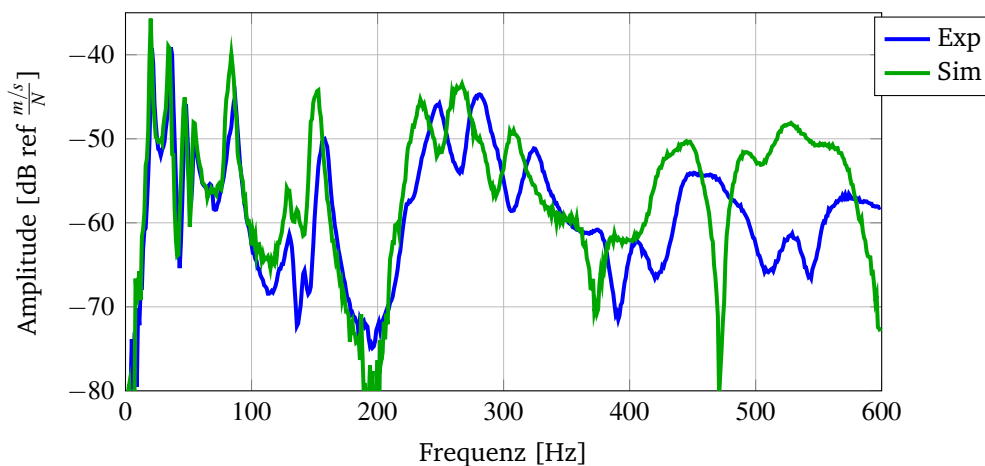


Abbildung 7.11: Vergleich der Primärpfade der KMSVL2400 Platzierung in Simulation und Experiment für die stärker gedämpfte Platte

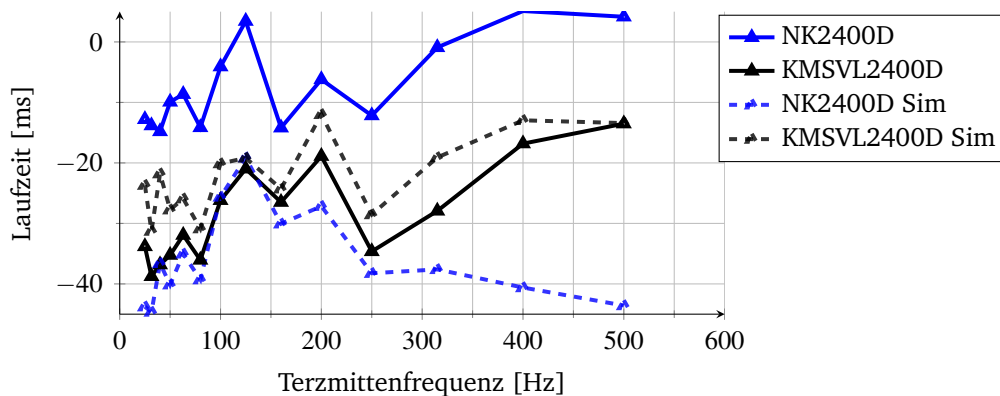


Abbildung 7.12: Vergleich der experimentell und simulativ ermittelten Leistungsfähigkeit der beiden Aktuatorplatzierungen in Terzbändern

denabweichung von maximal 6 dB besser als das schwach gedämpfte System. Die Abweichungen zum Abschnitt 5.4.2 resultieren aus einem Neubau der gedämpften Platte, wobei das Aufbringen der CLD Schicht nicht exakt reproduzierbar zur vorhergehenden Platte ist.

Unter den bisher diskutierten Abweichungen sollen die Vorhersagegenauigkeiten der Gesamtsystemmodellierung für das stärker gedämpfte System in Abbildung 7.12 untersucht werden. Auffällig ist zunächst die sehr hohe Differenz der gemessenen und simulierten Störgrößenreduktion der NK2400 Platzierung. Wie bereits erwähnt, kann im Experiment nur eine über dem Frequenzband integrierte Reduktion von 2.6 dB gemessen werden, wohingegen die Simulation eine Reduktion von 36.2 dB vorhergesagt hat. Diese enorme Abweichung unterstreicht noch einmal die Wichtigkeit der

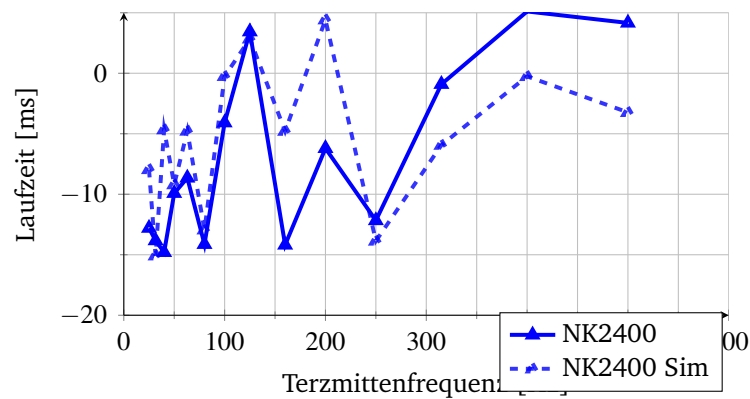


Abbildung 7.13: Vergleich der experimentell und simulativ ermittelten Leistungsfähigkeit der NK Platzierung in Terzbändern

Kausalitäts- und Laufzeitmodellierung für stärker gedämpfte Systeme.

Die KMSVL2400D Platzierung zeigt ein überraschendes Ergebnis, denn die experimentell ermittelte Störgrößenreduktion ist größer, als die durch die Gesamtsystemmodellierung vorhergesagte Störgrößenreduktion. Der Grund für die im Experiment höhere Störgrößenreduktion konnte aus den aufgenommenen Messdaten nicht ermittelt werden. Es wurde zwar eine leichte Überschätzung der zu modellierenden Laufzeiten in der Simulation im Vergleich zum Experiment festgestellt, jedoch können diese geringen Laufzeitunterschiede die Abweichungen allein nicht erklären. Es ist zu vermuten, dass die Abweichungen durch die vereinfachte Modellbildung der gedämpften Platte entstehen können, da die Steifigkeit und Masse des Modells auch einen Einfluss auf die Aktuatoreinkopplung besitzen können, welche dann in der Simulation zu Fehlern führen könnte.

Die Verteilung der Störgrößenreduktion über den Terzbändern wird durch die Simulation qualitativ gut approximiert, obwohl über allen Terzbändern ein leichter Offset vorhanden ist. Die vorhergesagte Reduktion für die KMSVL2400D Platzierung beträgt 17.2 dB, wohingegen im Experiment 23.4 dB erreicht werden. Das ergibt eine Differenz von 5.2 dB zwischen Simulation und Experiment, was eine deutlich bessere Abschätzung ist, als bei der NK-Platzierung. Der über den Terzbändern gemittelte Vorhersagefehler ist für die NK2400D Platzierung mit 28.7 dB extrem hoch, wohingegen er für die KMSVL Platzierung mit 6.2 dB deutlich verbessert ist.

Zum Abschluss wurde für die NK Platzierung noch die zu erwartende Störgrößenreduktion mit einer KMSVL Steuerung (vgl. Abbildung 6.34) berechnet, d.h. wenn die NK Platzierung in der Simulation mit einer realistischen Steuerung berechnet worden wäre, dann ergäbe sich die Vorhersage in Abbildung 7.13. Die Nachberechnung ergibt

eine vorhergesagte Reduktion von 4.7 dB und somit nur noch einen Unterschied von 2.1 dB zur gemessenen Reduktion. Auch die qualitative Energieverteilung über den Terzbändern ist unter Berücksichtigung der Steuerungsrandbedingungen deutlich besser, mit einem Vorhersagefehler von nur noch 4.7 dB gemittelt über den Terzbändern.

Zusammenfassend kann gesagt werden, dass durch die Experimente die Hypothese 2 validiert ist. Eine Berücksichtigung von Laufzeiten und der Kausalitätsbedingung führt zu unterschiedlichen Aktuatorpositionen gegenüber dem Stand der Technik. Auch der Nachweis, dass im Experiment mit diesen modifizierten Aktuatorplatzierungen eine höhere Störgrößenreduktion erreicht werden kann, konnte erbracht werden.

Die Vorhersagegenauigkeit konnte ebenfalls signifikant verbessert werden, wenngleich Abweichungen von 8.1 dB für den schwach und 6.2 dB für den stärker gedämpften Fall immer noch keine ausreichend genauen Vorhersagen sind. Diese Vorhersagefehler sind jedoch auf die unzureichend genauen Modelle zurückzuführen. Im Umkehrschluss heißt das aber auch, dass in einem Vorentwurfsprozess aktive Maßnahmen nur ungenau abgeschätzt werden können, da in diesem Status eines Entwurfes die Modellgenauigkeit nicht hoch genug ist. Realistisch gesehen kann eine wirklich genaue Vorhersage der Leistungsfähigkeit einer Steuerung nur mit gemessenen Übertragungsfunktionen durchgeführt werden. Bei der Verwendung von Modellen die mit Hilfe der FE erzeugt sind, stellt sich die Frage, welche Modellparameter (z.B. Lage der Eigenfrequenzen, Form des Eigenvektors) die Optimierung der Aktuatorplatzierung besonders stark beeinflussen und gegenüber welchen Einflüssen eine Optimierung robust ist. Diese Fragestellungen können im Rahmen dieser Dissertation nicht beantwortet werden.

## 7.4 Einfluss der Filtergewichte

Der Einfluss der Filterlänge soll anhand der Experimente KMSVL100 und KMSVL2400 untersucht werden. Auf die Untersuchungen zur Filterlänge für die stärker gedämpfte Platte wird verzichtet, da in der Simulation bereits gezeigt wurde, dass der Einfluss der Filterlänge durch die erhöhte Dämpfung abnimmt und nur noch geringe Platzierungsabweichungen zu beobachten sind.

In der Simulation konnte gezeigt werden, dass die laufzeitoptimierte Platzierung nahe am Fehlersensor nur dann Vorteile bringt, wenn auch ein ausreichend langes Filter zur Verfügung steht. Bei sehr kurzen Filtern wird eine Platzierung nahe der Erregerkraft gewählt, da hier die Filtergüte auch bei wenigen Filtergewichten bereits hoch ist.

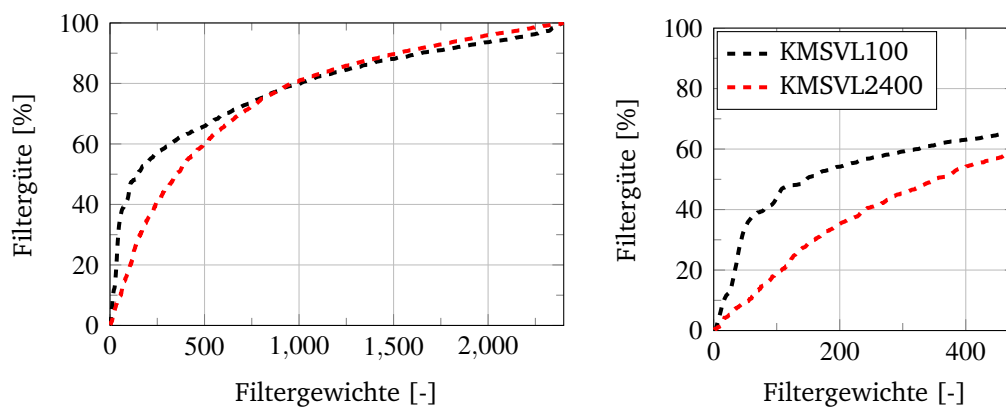


Abbildung 7.14: Filtergüte KMSVL100 und KMSVL2400 Platzierung

Wie aus dem vorherigen Abschnitt bekannt, sind die Modellabweichungen zwischen Simulation und Experiment größer als erwartet und können bis zu 8 dB in Terzen betragen. Demgegenüber ist der Unterschied in der Störgrößenreduktion, welcher in der Simulation für die beiden KMSVL-Konfigurationen ermittelt ist, klein. Für die KMSVL100 Aktuatorplatzierung wurde in der Simulation eine Störgrößenreduktion von 8.7 dB berechnet. Soll jetzt der Einfluss der Filterlänge nachgewiesen werden, muss die Platzierung der KMSVL2400 Platzierung mit einem kurzen Filter weniger Störgrößenreduktion aufweisen als die KMSVL100 Platzierung mit kurzem Filter. Die Störgrößenreduktion der KMSVL2400 Platzierung mit 100 Gewichten wird mit 6.8 dB vorhergesagt, was im Vergleich der beiden Positionen nur einen Unterschied von 1.9 dB ergibt. Eine Validierung der ermittelten Platzierungsabhängigkeit könnte schwierig sein bzw. erlaubt auch keinen vollständigen Rückschluss auf die Filtergewichte. Nichtsdestotrotz wird das Experiment nachfolgend durchgeführt und analysiert.

In Abbildung 7.14 ist zunächst die Filtergüte der beiden genannten Experimente gegenüber gestellt. Die Filtergüte bestätigt die Simulationsergebnisse, da für die Platzierung KMSVL100 die Filtergüte schneller anwächst, als für die KMSVL2400 Platzierung. In der Simulation hat die höhere Filtergüte bei kürzeren Filtern der KMSVL100 Platzierung zur Folge, dass die Leistungsfähigkeit an der Erregerstelle mit 100 Gewichten höher ist, als die am Fehlersensor.

Dieses Ergebnis konnte in den Experimenten nicht bestätigt werden, da die gemessene, integrierte Störgrößenreduktion für die KMSVL100 Platzierung mit 100 Gewichten nur 3.3 dB beträgt und für die KMSVL2400 Platzierung mit 100 Gewichten 4.7 dB. Die Modellunsicherheiten erlauben hier keinen experimentellen Nachweis der Platzierungsabhängigkeit von der Filterlänge. Wie bereits erwartet, sind die nachzuweisenden



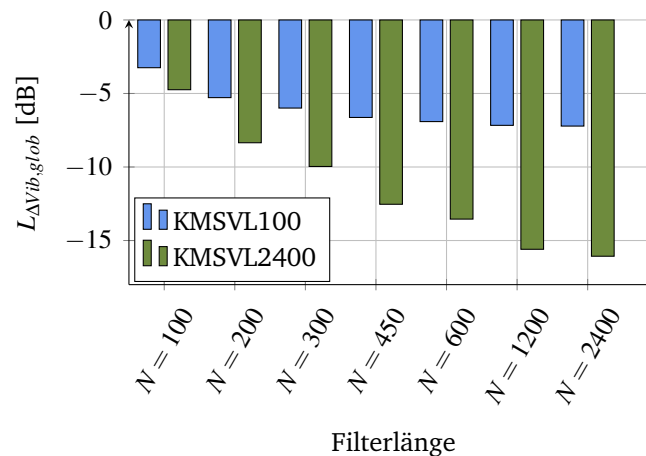


Abbildung 7.15: Störgrößenreduktion bei verschiedenen Filterlängen der KMSVL100 und KMSVL2400 Platzierung

Unterschiede zwischen den Platzierungen mit 1.9 dB zu klein bei gegebener Modellgüte.

Ein weiterer Aspekt, der in der Simulation festgestellt wird, ist, dass die Sättigung der Störgrößenreduktion bei der Platzierung mit 100 Gewichten schneller erreicht ist als für z.B. die KMSVL2400 Platzierung. Die Begründung liegt in der kurzen Impulsantwort, welche das FIR-Filter realisieren muss und in der mit wenig Filtergewichten festgelegten Aktuatorplatzierung. Zur experimentellen Überprüfung dieses Ergebnisses sind in Abbildung 7.15 die Störgrößenreduktionen der beiden Platzierungen mit verschiedenen Filterlängen gezeigt. In der Abbildung ist die Sättigung der Störgrößenreduktion der KMSVL100 Platzierung deutlich zu erkennen. Bei 2400 Gewichten erreicht die KMSVL100 Platzierung eine maximale Reduktion von 7.2 dB, wobei die KMSVL2400 Platzierung eine deutlich höhere maximale Reduktion von 16.1 dB erreicht. In diesem Punkt können die Simulationsergebnisse bestätigt werden.

Da für die KMSVL-Konfiguration der Reduktionsunterschied nur 1.9 dB beträgt, soll abschließend noch einmal die NK-Platzierung herangezogen werden. Die Variation der Störgrößenreduktion durch Veränderung der Filterlänge ist für die NK Steuerungskonfiguration mit 10 dB (vgl. Abbildung 6.42) deutlich größer als für die KMSVL Steuerungskonfiguration. Für die NK-Konfiguration ist jedoch eine korrekte, experimentelle Überprüfung, wie in der Einleitung dieses Kapitels bereits beschrieben, aufgrund der vorhandenen Tiefpassfilter nicht möglich. Trotzdem soll mittels digitaler Nachbearbeitung der Messdaten versucht werden, den Einfluss der Filterlänge auf die Aktuatorplatzierung an diesem Beispiel zu zeigen. Aus diesem Grund wird die experimentell

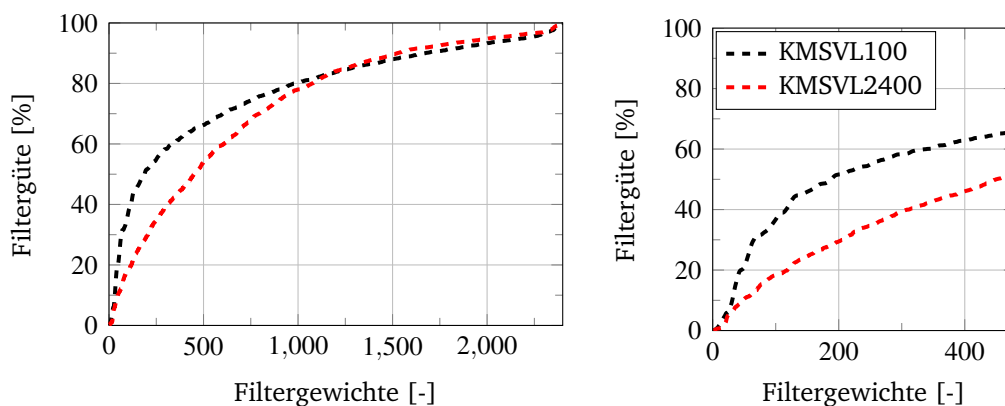


Abbildung 7.16: Filtergüte der NK100 und NK2400 Platzierung

ermittelte Sekundärstrecke um die dSpace<sup>®</sup> Laufzeit und die Filterlaufzeiten bereinigt. Zusätzlich wird wie in der Simulation (NK-Konfiguration) eine synthetische Verzögerung von 20 Zeitschritten in das Störsignal eingefügt. Mit Hilfe dieser Rückrechnung kann die NK-Konfiguration aus der Simulation mit Messdaten angenähert werden. In Abbildung 7.16 ist die Filtergüte der NK100 und NK2400 Platzierung dargestellt. Es sind die gleichen Verläufe wie in der Simulation erkennbar. Für sehr kurze Filter ist die Filtergüte der NK100 Platzierung deutlich größer, als die der NK2400 Platzierung. Dieser Trend wechselt bei ca. 1000 Filtergewichten, ab dem die NK2400 Platzierung eine höhere Filtergüte aufweist, als die NK100 Platzierung.

Wie aus Abbildung 7.17 ersichtlich, zeigt der Vergleich der NK100 und NK2400 Platzierung mit 100 Filtergewichten keinen Vorteil für die NK100 Platzierung in der Störgrößenreduktion, da beide Platzierungen mit 4.1 dB nahezu die gleiche Störgrößenreduktion aufweisen. Für die NK100-Platzierung ergibt sich aber ein Reduktionsvorteil für eine Filterlänge von 200 Gewichten. Die Störgrößenreduktion der NK100 Platzierung ist sogar bis zu einer Filterlänge von 450 höher als die der NK2400 Platzierung. Ab einer Filterlänge von 600 zeigt die NK2400 Platzierung wieder eine höhere Störgrößenreduktion als die der NK100 Platzierung.

Am Beispiel der NK-Konfiguration konnte ein Vorteil der NK100 Platzierung mit kurzen Filtern gezeigt werden, der mit zunehmenden Filtergewichten wieder verschwindet. Dies bestätigt die Ergebnisse der Simulation. Es bleibt jedoch festzuhalten, dass die Störgrößenreduktionen der beiden Platzierungen im präsentierten virtuellen Experiment deutlich kleiner sind als bei der Auslegung während der Platzierungsoptimierung. Dies ist auf die numerische Bereinigung der Laufzeiten und auf die bereits erwähnten Modellabweichungen zurückzuführen. Die Abhängigkeit der Aktuatorplat-

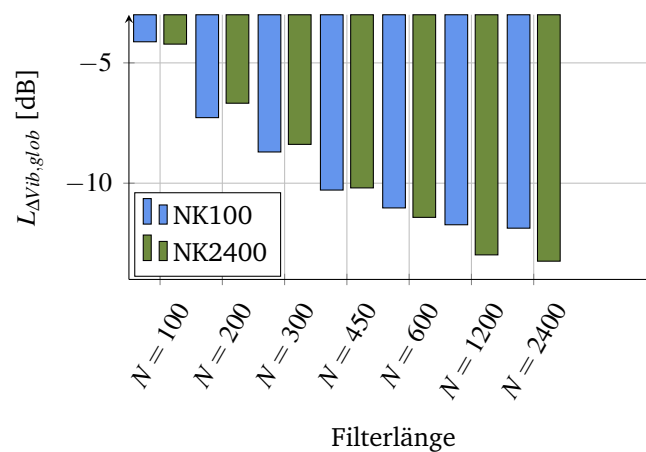


Abbildung 7.17: Störgrößenreduktion bei verschiedenen Filterlängen der NK100 und NK2400 Platzierung

zierung von der Filterlänge konnte somit plausibilisiert werden. Ein exakter experimenteller Nachweis ist aufgrund der Abweichungen zwischen Simulationsmodell und realem Versuchsstand und dem vergleichsweise geringem Unterschied bei den KMSVL-Platzierungen jedoch nicht möglich.

Zusammenfassend ist festzustellen, dass der Einfluss der Filterlänge auf die Aktuatorplatzierung nicht abschließend experimentell validiert werden konnte. Jedoch ist durch die experimentelle Realisierung der unterschiedlichen Platzierungen nachgewiesen worden, dass die Impulsantworten und die Filtergüte für die Platzierungen deutlich variieren und den Erkenntnissen aus der Simulation entsprechen.

Für die nicht-kausale Platzierung konnte durch Nachverarbeitung der gemessenen Signale und des Sekundärpfades die Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung von der Filterlänge zumindest plausibilisiert werden. Es bleibt aber festzuhalten, dass die Modellunsicherheiten gegenüber dem Experiment einen vollständigen experimentellen Nachweis des Einflusses der Filterlänge auf die Aktuatorplatzierung verhindern. Dies führt zu der Erkenntnis, dass die Filterlänge als Einflussfaktor der Aktuatorplatzierung sehr sensitiv auf Modellungenauigkeiten ist.

## 7.5 Zusammenfassung der experimentellen Ergebnisse

In diesem Abschnitt werden einige ausgewählte Ergebnisse aus der Simulation rekapituliert, zum einen der Einfluss der Kausalitätsbedingung auf die Aktuatorplatzierung und die Vorhersagegenauigkeit und zum anderen der Einfluss der Filterlänge auf die

Aktuatorplatzierung.

Durch den Vergleich der NK2400 und der KMSVL2400 Platzierung konnte gezeigt werden, dass die Optimierung der Aktuatorplatzierung unter Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung zu einer leistungsfähigeren Aktuatorplatzierung führt. Die KMSVL-Platzierung erzielt im Experiment eine um 11.7 dB höhere Störgrößenreduktion als die NK2400 Platzierung. Dies bestätigt die aufgestellte Hypothese 2 auch experimentell. Zusätzlich ist auch ein stärker gedämpftes System untersucht worden, wobei bestätigt werden konnte, dass ein solches System noch sensitiver auf die Vernachlässigung der Laufzeiten und der Kausalitätsbedingung reagiert. Im Fall des stärker gedämpften Systems ist für die KMSVL2400D-Platzierung eine um 20.8 dB höhere Reduktion verglichen mit der NK450D-Platzierung erzielt worden.

Weiterhin konnte gezeigt werden, dass durch die Integration der Kausalitätsbedingung und der Signalverarbeitungslaufzeiten die Überschätzung der erreichbaren Störgrößenreduktion deutlich vermindert ist. Die über die Terzbänder gemittelte Vorhersagegenauigkeit ist von 20.1 dB auf 8.1 dB und damit um 12 dB reduziert worden. Die nach wie vor vorhandene Abweichung von 8 dB ist hauptsächlich durch Modellfehler begründet und kann bei der Verwendung von gemessenen Transferfunktionen auf 1 dB reduziert werden [111]. Die Vorhersagegenauigkeit des stärker gedämpften Systems konnte sogar von 28.7 dB auf 6.2 dB verbessert werden. Die Analyse der Vorhersagegenauigkeit bestätigt ebenfalls die Ergebnisse der Simulation, wonach die Laufzeitabhängigkeit von stärker gedämpften Systemen verglichen mit den schwach gedämpften Systemen noch ausgeprägter ist. Wie bereits erwähnt, ist dieser Umstand mit der Färbung durch die Strukturresonanzen begründbar.

Die Reduktion des Vorhersagefehlers für beide Dämpfungsconfigurationen bestätigt Hypothese 4, wobei jedoch festgehalten werden muss, dass für eine genaue Abschätzung der Störgrößenreduktion die dynamischen Modelle von hoher Güte benötigt werden, was ein gemessenes Strukturmodell für eine exakte Abschätzung notwendig macht.

Die Realisierung der KMSVL100 und KMSVL2400 Platzierung sollte den Einfluss der Filterlänge auf die Aktuatorplatzierung bestätigen. Dazu wurde für beide Systeme ein Steuerungssystem mit nur 100 Gewichten ausgelegt und die Störgrößenreduktion ermittelt. Die in der Simulation vorhergesagte erhöhte Reduktion der KMSVL100 Platzierung konnte nicht bestätigt werden. Der Unterschied in der Störgrößenreduktion, hervorgerufen durch die Variation der Filterlänge, ist jedoch in der Simulation mit 1.9 dB klein und lag dadurch im Bereich der Vorhersagegenauigkeit der Simulation. Ein Nachweis, dass die KMSVL100-Platzierung eine höhere Filtergüte bei kleineren

Filterlängen und eine schnellere Sättigung der Störgrößenreduktion aufweist, konnte erbracht werden.

Im Gegensatz zur KMSVL-Konfiguration beträgt der Reduktionsunterschied zwischen Platzierungen der NK-Konfiguration, welche mit unterschiedlichen Filterlängen optimiert sind, bis zu 10 dB. Deswegen sind auch die betreffenden NK-Konfigurationen experimentell realisiert worden. Durch Aufbereitung der Messdaten konnte die simulierte NK-Konfiguration nachgebildet werden. In diesem Fall konnte ein Vorteil in der Störgrößenreduktion der NK100-Platzierung gegenüber der NK2400-Platzierung bei kurzen Filtern gezeigt werden.



# Kapitel 8

## Zusammenfassung und Ausblick

### 8.1 Zusammenfassung

Das Ziel der vorliegenden Dissertation ist die Entwicklung einer Gesamtsystemmodellierung für aktive Schwingungsreduktionssysteme, welche alle relevanten Elemente beinhaltet, die für eine Aktuator- und Sensorplatzierung mittels Optimierung von Bedeutung sind. Ein wesentlicher Bestandteil eines Steuerungssystems ist die analoge und digitale Signalverarbeitung und die mathematische Implementierung einer Steuerung. Randbedingungen zur Realisierung einer Steuerung, wie die Kausalitätsbedingung und den damit verbundenen Laufzeiten von Primär- und Sekundärpfad, der Filterlänge zur Realisierung des FIR-Filters, Stellgrößenbeschränkungen der Aktuatoren oder auch das Verhältnis der Anzahl von Sensoren und Aktuatoren können die erreichbare Störgrößenreduktion stark beeinflussen. Interessant ist daher auch die Frage, ob die Berücksichtigung der genannten Steuerungsparameter in der Optimierung der Aktuator- und Sensorpositionen am Ende zu einem leistungsfähigeren System führt.

Im Rahmen dieser Arbeit erfolgt die Betrachtung der Hypothesen zunächst mit Hilfe der detaillierten Analyse des Einflusses einzelner Parameter auf die Steuerungssysteme. Zunächst werden die genannten Randbedingungen in einer Parameterstudie für die Steuerungssystem an einer schwach (0.5% modale Dämpfung) und stärker (2-3% modale Dämpfung<sup>1</sup>) gedämpften Plattenstruktur untersucht, um deren Zusammenhänge und den Einfluss auf die Störgrößenreduktion zu verstehen. Eine solch umfangreiche Parameterstudie konnte in der Literatur nicht gefunden werden und ist somit

---

<sup>1</sup>Die angenommenen modalen Dämpfungen sind in einem Experiment ermittelt worden und können dem Anhang B.2 entnommen werden.

eine Erweiterung des bestehenden Wissensstandes.

Anschließend wird gezeigt wie die Berücksichtigung dieser Parameter (Kausalität, Laufzeit und Filterlänge) in der Gesamtsystemmodellierung die resultierenden Aktuatorplatzierungen beeinflusst.

Zum Abschluss der Arbeit werden einige Erkenntnisse aus der Simulation experimentell überprüft, indem die ermittelten Aktuatorplatzierungen an einer Aluminiumplatte realisiert werden. Die Experimente dienen auch gleichzeitig dem Vergleich der simulierten und der experimentell gemessenen Störgrößenreduktionen. Die Simulationsgenauigkeit soll durch Gesamtsystemmodellierung verbessert werden.

Die Analyse der Randbedingungen einer Steuerung wird anhand einer fest vorgegebenen Sensor- und Aktuatorplatzierung durchgeführt, wobei zunächst ein SISO-System betrachtet wird. Im Fokus stehen hier die Variationen der Laufzeiten des Primär- und Sekundärpfades (zur Variation der Kausalität), die Variation der Filterlänge und die Betrachtung von zwei Dämpfungskonfigurationen der Aluminiumplatte. Die Parameterstudie zeigt, dass die Störgrößenreduktion der Steuerung abhängig von beiden Parametern ist. So kann die Störgrößenreduktion nur dann maximiert werden, wenn ein langes Filter und ein Laufzeitvorteil vorhanden ist. Wird das Filter zu kurz gewählt, kann ein vorhandener Laufzeitvorteil nicht ausgenutzt werden und umgekehrt ist ein langes Filter nicht nötig, wenn kein Laufzeitvorteil vorhanden ist. Die Variation der Dämpfung zeigte, dass für eine stärker gedämpfte Platte eine äquivalente Störgrößenreduktion im Vergleich mit der schwach gedämpfte Platte erzielt werden kann. Stärker gedämpfte Systeme erlauben jedoch kürzere Filter, da die Impulsantworten ebenfalls kürzer sind. Im Bereich von kleinen Verzögerungsschritten<sup>2</sup> weisen die stärker gedämpften Systeme eine höhere Sensitivität auf Laufzeitänderungen auf als die schwach gedämpften Systeme. Dies ist dadurch begründet, dass stärker gedämpfte Systeme das Referenzsignal durch die gedämpften Resonanzen weniger einfärben als schwach gedämpfte Systeme, und somit bei einem Laufzeitnachteil nur eine sehr geringe Reduktion der Störgröße möglich ist.

Die durchgeführte Parameterstudie umfasst ebenfalls eine Betrachtung der Stellgrößenbegrenzung und des Sensor/Aktuator-Verhältnisses (Anzahl Sensoren zu Anzahl Aktuatoren). Die Stellgrößenbegrenzung wird dabei durch das Einbringen eines Kohärenzverlustes des Referenzsignals realisiert. Die Auswirkungen einer Stellsignalbegrenzung im Zusammenspiel mit Kausalität und Filterlänge werden untersucht. Eine

---

<sup>2</sup>Damit ist der Bereich von 20 Zeitschritten sowohl in positiver als auch in negativer Verzögerung um das Referenzsystem zu verstehen.



Stellsignalbegrenzung hat zur Folge, dass Laufzeitvorteile und ein langes Filter bei der Realisierung von Steuerungen keinen positiven Effekt mehr auf die Störgrößenreduktion haben.

Die Restriktionen in der Störgrößenreduktion, welche durch ein überbestimmtes System eingebracht werden (mehr Sensoren als Aktuatoren), sind mit denen der Stellgrößenbegrenzung vergleichbar. Es zeigt sich, dass bereits für einen Aktuator und zwei Sensoren die Leistungsfähigkeit um 20 dB sinkt, was vergleichbar mit einer starken Beschränkung<sup>3</sup> der Stellgröße ist.

Die Integration der Steuerungsparameter erweitert die Optimierung der Aktuatorplatzierung zu der hier formulierten Gesamtsystemmodellierung. Dabei werden die Kausalitätsbedingung, die Laufzeiten der Signalverarbeitung, die Filterlänge und die Stellgrößenbegrenzung über die Integration einer kausalen Optimalsteuerung in eine Prozesskette zur Sensor- und Aktuatorplatzierung realisiert. Die Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung und der Signalverarbeitungslaufzeiten resultiert in einer differenzierten Aktuatorplatzierung im Vergleich zu einer Optimierung, welche diese Randbedingung vernachlässigt. Die Vernachlässigung dieser Randbedingung wird im Rahmen dieser Arbeit mit einem synthetischen Laufzeitvorteil von 20 Zeitschritten simuliert, was durch die Verwendung der gleichen Algorithmen und der möglichen Realisierbarkeit von Laufzeitvorteilen in der Praxis begründet ist. Durch die Integration der Laufzeit ist eine Aktuatorplatzierung nun ebenfalls sensitiv auf die Kausalitätsbedingung, was zu den bereits erwähnten differenzierten Aktuatorplatzierungen im Vergleich zum Stand des Wissens führt. Im Rahmen der Simulation konnte ebenfalls gezeigt werden, dass die Integration der Signalverarbeitungslaufzeiten zu einer Verbesserung der Vorhersagegenauigkeit der Gesamtsystemmodellierung führt.

Ein zweiter wesentlicher Aspekt ist die Filterlänge, die im Rahmen der Gesamtsystemmodellierung von 100 bis 2400 Filtergewichten variiert worden ist. Es zeigt sich, dass eine Optimierung mit einem kurzen Filter dazu führt, dass Aktuatorplatzierungen gefunden werden, bei denen die Impulsantwort des Optimalfilters  $\frac{P(z)}{S(z)}$  kurz ist. Im Rahmen der Aktuatoroptimierung kann die Sekundärstrecke  $S(z)$  beeinflusst werden, was dazu führte, dass der Aktuator nahe der Störeinleitung platziert wird, um eine möglichst große Ähnlichkeit zwischen  $S(z)$  und  $P(z)$  zu generieren. Der Einfluss eines kurzen Filters konnte sogar die Platzierungen mit vorteilhaften Laufzeiteigenschaften

---

<sup>3</sup>Eine starke Beschränkung ist in diesem Fall 200 Volt, da die maximale Störgröße im unbegrenzten Fall bei über 1000 Volt liegt. Das bedeutet, dass die Steuerungsauslegung wesentlich weniger Stellgröße ausgeben darf, als maximal möglich wäre.

soweit in der Störgrößenreduktion degradieren, dass diese nicht mehr die optimale Platzierung über der untersuchten Platte darstellten. Da das stärker gedämpfte System nur kurze Filter benötigt, ist diese Abhängigkeit bei höherer Dämpfung nicht erkennbar.

Die Integration der Stellgrößenbegrenzung in die Gesamtsystemmodellierung führt dazu, dass der Einfluss der Filterlänge auf die Aktuatorplatzierung abnimmt. Auf die Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung von der Laufzeit zeigt das untersuchte Beispiel keine Sensitivität, was aber in der Übereinstimmung vom Ort der kleinsten Laufzeit und dem Ort der größten Aktuierbarkeit begründet ist.

Die experimentellen Untersuchungen dieser Dissertation bestätigen die Ergebnisse der Laufzeituntersuchungen der Simulation. Eine Aktuatorplatzierung, welche mit der Gesamtsystemmodellierung unter Berücksichtigung der Kausalitätsbedingung und den Laufzeiten ausgelegt wird, ist im schwach gedämpften Fall um 11.7 dB leistungsfähiger als die Platzierung, die unter Vernachlässigung von Kausalität und Laufzeit ausgelegt wird. Im Fall des stärker gedämpften Systems ist der Vorteil in der Störgrößenreduktion mit 20.8 dB sogar noch größer. Mit der Berücksichtigung der Kausalität, der Signalverarbeitungslaufzeiten und der Filtergewichte konnte auch die Vorhersagegenauigkeit der Simulation deutlich verbessert werden, und zwar um 12 dB für den schwach und um 22.5 dB für den stark gedämpften Fall. Während der Experimente wird jedoch auch festgestellt, dass die Vorhersagegenauigkeit sehr stark von den Modellabweichungen abhängt. In der Literatur kann mit gemessenen Transferfunktionen eine Genauigkeit von  $\pm 1$  dB erreicht werden, was in den hier durchgeführten Untersuchungen nicht erreicht werden konnte, da simulierte Systemmodelle verwendet werden. Im schwach gedämpften Fall lag der Vorhersagefehler in Terzbändern bei durchschnittlich 8.1 dB, im stärker gedämpften Fall bei 6.2 dB. Dieser Umstand zeigt auch die Herausforderung aktive Systeme im Vorentwurf korrekt abschätzen zu können, da Modelle im Vorentwurf prinzipiell noch ungenau sind.

Die Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung von der Filterlänge wird ebenfalls experimentell untersucht. Für eine Aktuatorplatzierung unter Berücksichtigung der Kausalität und Laufzeit konnte der Vorteil in der Störgrößenreduktion für die Optimierung mit kurzen Filtern nicht validiert werden. Es konnte lediglich die in der Simulation erhöhte Filtergüte bei kurzen Filtern nachgewiesen werden. Da der simulative Unterschied in der Störgrößenreduktion allerdings auch nur 1.9 dB beträgt, ist der experimentelle Nachweis unter gegebener Vorhersagegenauigkeit auch nicht realistisch. Als Konsequenz aus dieser Untersuchung werden die Platzierungen, die unter Vernachlässigung

von Kausalität und Laufzeit optimiert werden, ebenfalls experimentell realisiert, da der simulative Unterschied dieser Konfigurationen mit 10 dB wesentlich größer ist. Nachteilig ist, dass die den Messungen inhärenten Signalverarbeitungslaufzeiten wieder aus den Transferfunktionen rausgerechnet werden mussten, was zu numerischen Fehlern führt und somit zu Kohärenzverlusten zwischen Referenz- und Störsignal. In den verwendeten Platzierungen konnte die erhöhte Störgrößenreduktion für Platzierungen, die mit kurzen Filtern optimiert werden, nachgewiesen werden. Ein experimenteller Nachweis für kausale Systeme mit SVL ist nur mit genaueren Simulationsmodellen, als in dieser Arbeit verwendet, möglich.

Die in der vorliegenden Dissertation aufgestellte Basishypothese, dass ein aktives System mit einer Gesamtsystemmodellierung ausgelegt werden muss, konnte sowohl in der Simulation als auch im Experiment nachgewiesen werden. Durch die Untersuchung der Steuerungsparameter wird ein Verständnis des Einflusses auf die Störgrößenreduktion gewonnen und deren gegenseitige Abhängigkeit untersucht. In einer Aktuatoroptimierung resultiert die Integration der Steuerungsparameter in neuen Aktuatorplatzierungen und in einer verbesserten Reduktionsvorhersage. Die Variation der Parameter innerhalb der Optimierung verändert die Platzierung des Aktuators abhängig von der gewählten Laufzeit und Filterlänge. Damit konnten alle Hypothesen dieser Arbeit bestätigt werden.

Es muss jedoch erwähnt werden, dass die Auswirkung der hier untersuchten Einflussfaktoren und insbesondere der ermittelten Zahlenwerte nicht für alle Systeme allgemeingültig sind. Jede Änderung des dynamischen Systems, des Ortes der Anregung, des Ortes der Sensoren bzw. die verwendete Zielgröße können die beschriebenen Effekte in ihrer Ausprägung beeinflussen. Die dargestellten Untersuchungen am gewählten Beispielsystem zeigen jedoch, dass die Steuerungsparameter eine Auswirkung auf eine Platzierungsoptimierung haben und damit nicht vernachlässigt werden dürfen. Die hier entwickelte Gesamtsystemmodellierung ist also ein wichtiger Schritt in der Auslegung von leistungsfähigen und vorhersagbaren Steuerungssystemen.

Zuletzt sollen noch ein paar wenige Sätze zur persönlichen Sichtweise des Autors erwähnt werden. Nach der intensiven Auseinandersetzung mit aktiven Systemen in den letzten Jahren, ist dem Autor sehr bewusst geworden, wie komplex die Auslegung solcher Systeme ist. Um ein aktives System möglichst leistungsfähig auszulegen, muss bereits eine hohe Systemkenntnis über das aktive System bestehen. Wie viele Sensoren und Aktuatoren sollen verwendet werden, welche Rechenleistung ist verfügbar, wieviel

Laufzeitvorteil kann durch das Referenzsignal erzeugt werden? Zusätzlich ist eine genaue Kenntnis der Anregung und der adressierten Struktur nötig. Im Gegensatz dazu, muss ein aktives System möglichst robust und anpassungsfähig gegenüber Änderungen der Struktur bzw. der Anregung sein. Die hier vorgestellte Gesamtsystemmodellierung kann also nur ein erster Schritt in der Entwicklung von Entwurfswerkzeugen für aktive Systeme sein. Um mehr aktive Systeme in technischen Produkten zu realisieren, muss die Forschung an aktiven Systemen weitergeführt werden und noch mehr Funktionen in einem aktiven System verschmolzen werden, wie z.B. aktive Lärmreduktion mit zusätzlicher Sprach- und Musikwiedergabe.

## 8.2 Ausblick

In dieser Arbeit werden die zahlreichen Einflussparameter einer Steuerung zunächst an SISO-Systemen untersucht. Ein folgerichtiger Schritt ist die Untersuchung von MIMO-Systemen. Hier stellt sich die Frage, ob eine Betrachtung der Steuerungsparameter nur für ein quadratisches System (Anzahl Sensoren gleich Aktuatoren) oder auch für ein rechteckiges System (mehr Sensoren als Aktuatoren) sinnvoll ist. Auch die Untersuchungen mit mehreren Störquellen sind anzustreben, da hier die Störeinführung die Aktuatorplatzierung beeinflussen könnte, indem Aktuatoren zur dominanteren Störquelle verschoben werden könnten.

Um nicht nur lokale Reduktionen zu untersuchen, wäre ein konsequenter Schritt in der Entwicklung der Gesamtsystemmodellierung die Untersuchung der Steuerungsrandbedingungen für globale Zielfunktionen, wie der Schallleistungsreduktion oder der globalen Vibrationsreduktion. Aus der Literatur ist bekannt (siehe Abschnitt 4.5), dass die lokale Vibrationsreduktion an Sensoren eines AVC-Systems Einfluss auf die globalen Metriken hat. Die Frage ist, ob mit der hier gezeigten Vorhersagegenauigkeit ein globales System abgeschätzt werden kann, oder die lokale Störgrößenreduktion zu ungenau ist?

Eine weitere wichtige Fragestellung, welche bereits in [53] adressiert wird, ist die nach der Beeinflussbarkeit globaler Metriken mit lokalen AVC-Steuerungssystemen. Kann hier eine geeignete Sensor- und Aktuatorplatzierung gefunden werden, die geeignet ist, auch die Schallleistung zu reduzieren? Die Arbeiten des Autors für tonale Störgeräusche in [55] und [49] motivieren diese Fragestellungen auch für breitbandige Störsignale zu beantworten.

Eine weitere immer wiederkehrende Frage bei optimierten Systemen ist die Frage der

Robustheit. Auch in dieser Dissertation sind die Fragen nach der Robustheit der Aktuatorpositionen gegen Modellungenauigkeiten aufgekommen. Diese Fragestellungen müssen genauer untersucht werden, um zu verstehen, gegen welche Art der Modellunsicherheiten eine Optimierung sensitiv und gegenüber welchen sie robust ist. Da bei einer Optimierung häufig lokale Minima auftreten, die sich nicht stark von den globalen Optima unterscheiden, wäre es möglich, eine Optimierung mit Modellunsicherheiten in Erwägung zu ziehen, um für ein unsicheres System eine robuste Lösung zu suchen.

Letztendlich bleibt die Realisierung aktiver Systeme eine komplexe Aufgabe und ein wichtiger Baustein könnte die Kombination geeigneter passiver Maßnahmen (wie z.B. akustische schwarze Löcher [115]) mit aktiven Maßnahmen sein, um zum einen den Aufbau der aktiven Systeme zu vereinfachen, und zum anderen trotzdem deren hohe Störgrößenreduktion ausnutzen zu können. Ein großes Ziel könnte die These „Active by Design“ sein <sup>4</sup>, die aussagt, dass die Möglichkeiten eines aktiven Systems bereits in den Entwurf inkludiert sein müssen, um ein aktiv und passiv aufeinander abgestimmtes System in seiner Gesamtheit auszulegen.

---

<sup>4</sup>Die Formulierung ist nicht vom Autor geprägt, sondern wurde von Prof. Dr.-Ing. Horst Peter Wölfel während des 4SmartS-Symposiums 2016 verwendet, findet aber durch den Autor volle Unterstützung.



## Literaturverzeichnis

- [1] S. Algermissen. Final report on system control. Technical report, InMAR D466 WA Noise Transmission of Windows InMAR WA4.6 D080, 2008.
- [2] R. J. Allemang. *Vibrations: Experimental Modal Analysis - X-Modal 3 Help*, 1998.
- [3] E. Anderson and A. Wright. Study of causal component placement in an active sound cancellation system. *Journal of the Arkansas Academy of Science*, 60:20, 2006.
- [4] A. Angermann. *Matlab, Simulink, Stateflow: Grundlagen, Toolboxen, Beispiele*. Oldenbourg Verlag, 2007.
- [5] F. Bachmann, A. Bergamini, and P. Ermanni. Optimum piezoelectric patch positioning: A strain energy-based finite element approach. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 23(14):1575–1591, 2012.
- [6] J. E. Baker. Reducing bias and inefficiency in the selection algorithm. In *Proceedings of the second international conference on genetic algorithms*, pages 14–21, 1987.
- [7] W. Belgacem, A. Berry, and P. Masson. Active vibration control on a quarter-car for cancellation of road noise disturbance. *Journal of Sound and Vibration*, pages 3240–3254, 2012.
- [8] B. Berglund, P. Hassmen, and R. S. Job. Sources and effects of low-frequency noise. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 99(5):2985–3002, 1996.
- [9] H. Bühmann. Experimentelle Umsetzung eines Schallstrahlungssensors für Steuerungen. Master's thesis, Technische Universität Braunschweig, DLR-Interner Bericht IB 131-2015/71, 2015.

- 
- [10] E. Bianchi, P. Gardonio, and S. Elliott. Smart panel with multiple decentralized units for the control of sound transmission. part iii: control system implementation. *Journal of sound and vibration*, 274(1):215–232, 2004.
  - [11] R. H. Bishop. *Mechatronic systems, sensors, and actuators: fundamentals and modeling*. CRC press, 2007.
  - [12] F. Botta, N. Marx, S. Gentili, C. Schwingshackl, L. D. Mare, G. Cerri, and D. Dim. Optimal placement of piezoelectric plates for active vibration control of gas turbine blades: experimental results. In *Proceedings of SPIE*, 2012.
  - [13] I. Bruant, L. Gallimard, and S. Nikoukar. Optimal piezoelectric actuator and sensor location for active vibration control, using genetic algorithm. *Journal of Sound and Vibration*, 329(10):1615–1635, 2010.
  - [14] I. Bruant, L. Gallimard, and S. Nikoukar. Optimization of piezoelectric sensors location and number using a genetic algorithm. *Journal of Mechanics of Advanced Materials and Structures*, 18:469–475, 2011.
  - [15] R. Burdisso and C. Fuller. Dynamic behavior of structural-acoustic systems in feedforward control of sound radiation. *Journal of the Acoustical Society of America*, 92:277, 1992.
  - [16] R. Burdisso and C. Fuller. Theory of feedforward controlled system eigenproperties. *Journal of Sound and Vibration*, 153(3):437–451, 1992.
  - [17] R. Burdisso, J. Vipperman, and C. Fuller. Causality analysis of feedforward-controlled systems with broadband inputs. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 94(1):234–242, 1993.
  - [18] R. Cabell, D. Palumbo, and J. Vipperman. A principal component feedforward algorithm for active noise control: Flight test results. *Control Systems Technology, IEEE Transactions on*, 9(1):76–83, 2001.
  - [19] D. Chakraborty, P. Rathore, and T. Roy. Optimal actuators locations in smart fibre reinforced polymer structures using genetic algorithm. *Journal of Applied Mechanics and Materials*, 110-116:1278–1283, 2012.
  - [20] R. Chandra, S. Singh, and K. Gupta. Damping studies in fiber-reinforced composites—a review. *Composite structures*, 46(1):41–51, 1999.



- 
- [21] C. Chantalakhana and R. Stanway. Active constrained layer damping of plate vibrations: a numerical and experimental study of modal controllers. *Smart materials and structures*, 9(6):940, 2000.
- [22] A. Chipperfield and P. Fleming. The matlab genetic algorithm toolbox. In *IEE Colloquium on Applied Control Techniques Using MATLAB*, pages 10–11. IET, 1995.
- [23] A. Chipperfield, P. Fleming, H. Pohlheim, and C. Fonseca. Genetic algorithm toolbox for use with matlab. 1994.
- [24] R. L. Clark and C. R. Fuller. Optimal placement of piezoelectric actuators and polyvinylidene fluoride error sensors in active structural acoustic control approaches. *Journal of the Acoustical Society of America*, 3:1521–1533, 1992.
- [25] W. B. Conover. Fighting noise with noise. *Noise control*, 2(2):78–82, 1956.
- [26] P. De Fonseca, P. Sas, and H. Van Brussel. A comparative study of methods for optimising sensor and actuator locations in active control applications. *Journal of Sound and Vibration*, 221(4):651–679, 1999.
- [27] P. De Man, A. Francois, and A. Preumont. Active control of noise transmission through double wall structures, an overview of possible approaches. In *6th National Congress on Theoretical and Applied Mechanics, Ghent*, 2003.
- [28] K. Dhuri and P. Seshu. Multi-objective optimization of piezo actuator placement and sizing using genetic algorithm. *Journal of Sound and Vibration*, 323(3):495–514, 2009.
- [29] C. Duke, S. Sommerfeldt, K. Gee, and C. Duke. Optimization of control source locations in free-field active noise control using a genetic algorithm. *Noise Control Engineering Journal*, 57(3):221–231, 2009.
- [30] R. Dutta, R. Ganguli, and V. Mani. Swarm intelligence algorithms for integrated optimization of piezoelectric actuator and sensor placement and feedback gains. *Journal of Smart Materials and Structures*, 20(10):1–14, 2011.
- [31] S. Elliott. *Signal processing for active control*. Academic Press, 1st edition, 2001.
- [32] S. Elliott and M. Johnson. Radiation modes and the active control of sound power. *Journal of the Acoustical Society of America*, 94(4):2194–2204, 1993.

- 
- [33] S. Elliott, P. Gardonio, T. Sors, and M. Brennan. Active vibroacoustic control with multiple local feedback loops. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 111:908, 2002.
- [34] F. J. Fahy and P. Gardonio. *Sound and structural vibration: radiation, transmission and response*. Academic press, 2007.
- [35] M. I. Frecker. Recent advances in optimization of smart structures and actuators. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 14:207–216, 2003.
- [36] E. Friot. Infinite non-causality in active cancellation of random noise. *Journal of Sound and Vibration*, 290(3):597–618, 2006.
- [37] C. C. Fuller, S. Elliott, and P. A. Nelson. *Active control of vibration*. Academic Press, 1996.
- [38] P. Gardonio and N. Alujević. Double panel with skyhook active damping control units for control of sound radiation. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 128:1108, 2010.
- [39] P. Gardonio, E. Bianchi, and S. Elliott. Smart panel with multiple decentralized units for the control of sound transmission. part i: theoretical predictions. *Journal of Sound and Vibration*, 274(1):163–192, 2004.
- [40] P. Gardonio, E. Bianchi, and S. Elliott. Smart panel with multiple decentralized units for the control of sound transmission. part ii: design of the decentralized control units. *Journal of Sound and Vibration*, 274(1):193–213, 2004.
- [41] W. K. Gawronski. *Advanced Structural Dynamic and Active Control of Structures*. Springer, 2004.
- [42] G. Gibbs, R. Clark, D. Cox, and J. Vipperman. Radiation modal expansion: Application to active structural acoustic control. *Journal of the Acoustical Society of America*, 107:332, 2000.
- [43] D. E. Goldberg and J. Richardson. Genetic algorithms with sharing for multimodal function optimization. In *Genetic algorithms and their applications: Proceedings of the Second International Conference on Genetic Algorithms*, pages 41–49. Hillsdale, NJ: Lawrence Erlbaum, 1987.
- [44] T. Görne and U. Schmidt. *Tontechnik*. Fachbuchverlag Leipzig, 2006.

- 
- [45] X. Guo and J. Jiang. Optimization of actuator placement in a truss-cored sandwich plate with independent modal space control. *Journal of Smart Materials and Structures*, 20:1–12, 2011.
- [46] V. Gupta, M. Sharma, and N. Thakur. Optimization criteria for optimal placement of piezoelectric sensors and actuators on a smart structure: A technical review. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 21:1227–1243, 2010.
- [47] T. Haase. Simultaneous placement of sensors and actuators for active vibration control systems. In *INTER-NOISE and NOISE-CON Congress and Conference Proceedings*, volume 250, pages 509–520. Institute of Noise Control Engineering, 2015.
- [48] T. Haase. Optimal placement of sensors and actuators for feedforward noise and vibration control. *Advances in Noise Analysis, Mitigation and Control*, pages 51–74, 2016.
- [49] T. Haase and O. Unruh. Active control of counter-rotating open rotor interior noise in a Dornier 728 experimental aircraft: Optimised sensor placement. *Acta Acustica united with Acustica*, 102(2):361–372, 2016.
- [50] T. Haase, M. Misol, and O. Unruh. Optimal placement of flat piezoactuators for an adaptive feedforward control system. In *Proceedings of the ICSV*, 2012.
- [51] T. Haase, M. Misol, S. Algermissen, and H. P. Monner. Active control of counter rotating open rotor interior noise. In *Proceedings of AIA-DAGA*, 2013.
- [52] T. Haase, S. Algermissen, O. Unruh, and M. Misol. Experiments on active control of counter rotating open rotor interior noise. *ACTA Acoustica united with Acoustica*, 2014.
- [53] T. Haase, C. Schubert, and H. P. Monner. Active vibration control systems with improved sound radiation properties. In *Proceedings of ICAST*, 2014.
- [54] T. Haase, M. Misol, and M. Rose. Optimal placement of flat piezoceramic actuators for feedforward systems under the influence of real-time hardware delays. *Journal of Sound and Vibration*, 345:34–46, 2015.
- [55] T. Haase, O. Unruh, S. Algermissen, and M. Pohl. Active control of counter-rotating open rotor interior noise in a Dornier 728 experimental aircraft. *Journal of Sound and Vibration*, 376:18–32, 2016.

- 
- [56] O. Heintze and M. Rose. Active structural acoustic control for a truck oil pan: Actuator placement and efficiency estimation. *Noise Control Engineering Journal*, 58(3):292–301, 2010.
- [57] O. Heintze, M. Misol, S. Algermissen, and C. Hartung. Active structural acoustic control for a serial production truck oil pan: Experimental realization. In *Proceedings of Adaptronic Congress*, 2008.
- [58] O. Heintze, M. Rose, S. Algermissen, and M. Misol. Development and experimental application of a pre-design tool for active noise and vibration reduction systems. In *Proceedings of the ACTIVE*, 2009.
- [59] D. Heverly, K. Wang, and E. Smith. An optimal actuator placement methodology for active control of helicopter airframe vibrations. *Journal of the American Helicopter Society*, 46(4):251–261, 2001.
- [60] K. Hiramoto, H. Doki, and G. Obinata. Optimal sensor/actuator placement for active vibration control using explicit solution of algebraic riccati equation. *Journal of Sound and Vibration*, 229(5):1057–1075, 2000.
- [61] H. Janocha and B. Liu. Simulation approach and causality evaluation for an active noise control system. In *IEE Proceedings - Control Theory and Applications*, volume 145, pages 423–426. IET, 1998.
- [62] H. Janocha et al. *Adaptronics and smart structures*. Springer, 1999.
- [63] Z. Jin, Y. Yang, and C. Soh. Semi-analytical solutions for optimal distributions of sensors and actuators in smart structure vibration control. *Journal of Smart Structures and Systems*, 6(7):767–792, 2010.
- [64] Z. JunHong, H. Jinglong, and Z. HongLiang. The flutter suppression of composite panel and the actuator placement optimization. In *2nd International Conference on Advanced Computer Control*, 2010.
- [65] T. Kailath. *Linear systems*, volume 1. Prentice-Hall Englewood Cliffs, NJ, 1980.
- [66] M. Kameyama and H. Fukunaga. Optimal placement of sensors and ctuators for modal measurements/control of cfrp laminated plates. In *Proceedings of SMASIS*, 2008.
- [67] S. Kang and Y. Kim. Causally constrained active sound power control in an enclosed space. *Journal of Sound and Vibration*, 204(5):807–822, 1997.

- 
- [68] T. Katayama. *Subspace methods for system identification*. Springer, 2005.
- [69] J. Keir, N. Kessissoglou, and C. Norwood. Active control of connected plates using single and multiple actuators and error sensors. *Journal of Sound and Vibration*, 281(1):73–97, 2005.
- [70] N. J. Kessissoglou, P. Ragnarsson, and A. Löfgren. An analytical and experimental comparison of optimal actuator and error sensor location for vibration attenuation. *Journal of Sound and Vibration*, 260:671–691, 2002.
- [71] A. Khalatkar, R. H. Haldkar, and V. Gupta. Finite element analysis of cantilever beam for optimal placement of piezoelectric actuator. *Journal of Applied Mechanics and Materials*, 110-116:4212–4219, 2012.
- [72] M. Kidner and R. Wright. Global control of sound radiation from a plate using several adaptive vibration neutralisers with local control schemes. In *Proceedings of Acoustics*, 2005.
- [73] M. Kidner and R. Wright. Sound radiation control using multiple adaptive vibration neutralizers and hierarchical control schemes. *Journal of Vibration and Acoustics*, 131:041002, 2009.
- [74] J. Kim, V. V. Varadan, and V. K. Varadan. Finite element-optimization methods for active control of radiated sound from a plate structure. *Journal of Smart Materials and Structures*, 4:318–326, 1995.
- [75] X. Kong and S. Kuo. Study of causality constraint on feedforward active noise control systems. *Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, IEEE Transactions on*, 46(2):183–186, 1999.
- [76] S. M. Kuo and D. R. Morgan. *Active noise control system: algorithms and DSP implementations*. John Wiley & Sons, INC., 1. edition, 1996.
- [77] C. Liang, F. Sun, and C. Rogers. Determination of design of optimal actuator location and configuration based on actuator power factor. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 6(4):456–464, 1995.
- [78] F. Liu, B. Fang, and W. hu Huang. Optimal placement of piezoelectric actuators based on dynamic sensitivity analysis. In *Proceedings of SPIE*, 2011.
- [79] P. Lueg. Process of silencing sound, June 9 1936. US Patent 2,043,416.

- 
- [80] J. Lunze. *Regelungstechnik 2: Mehrgrößensysteme, Digitale Regelung*. Springer Verlag, 2008.
- [81] R. Mahnke. Automatisierte Aktuatorplatzierung zur Minimierung der Lärmabstrahlung schwingender Strukturen. Diplomarbeit, Otto-von-Guericke Universität Magdeburg, 2007.
- [82] D. Manolas, I. Borchers, and D. Tsahalis. Simultaneous optimization of the sensor and actuator positions for an active noise and/or vibration control system using genetic algorithms, applied in a dornier aircraft. *Journal of Engineering Computations*, 17:620–630, 2000.
- [83] Mathworks. *MatLab Documentation: Getting Started with Filter Designer*. Mathworks®, 2017. URL <https://de.mathworks.com/help/signal/ug/getting-started-with-filter-designer.html>. Letzter Aufruf der URL: 05. Mai 2017.
- [84] A. R. Mehrabian and A. Yousefi-Koma. A novel technique for optimal placement of piezoelectric actuators on smart structures. *Journal of the Franklin Institute*, 348:12–23, 2011.
- [85] J. Minkoff. The operation of multichannel feedforward adaptive systems. *Signal Processing, IEEE Transactions on*, 45(12):2993–3005, 1997.
- [86] M. Misol. *Aktive Steuerung des Transmissionsverhaltens stochastischer Störquellen durch flächige Leichtbaustrukturen*. PhD thesis, Technische Universität Braunschweig, 2014.
- [87] M. Misol, S. Algermissen, and H. Monner. Experimental investigation of different active noise control concepts applied to a passenger car equipped with an active windshield. *Journal of Sound and Vibration*, 2012.
- [88] A. Montazeri and J. Poshtan. Optimizing a multi-channel anc system for broadband noise cancellation in a telephone kiosk using genetic algorithms. *Shock and Vibration*, 16(3):241–260, 2009.
- [89] M. Möser. *Technische Akustik*. Springer, 2009.
- [90] M. Moshrefi-Torbati, A. Keane, S. Elliott, M. Brennan, D. Anthony, and E. Rogers. Active vibration control (avc) of a satellite boom structure using optimally positioned stacked piezoelectric actuators. *Journal of Sound and Vibration*, 292(1):203–220, 2006.

- 
- [91] A. D. Nashif, D. I. Jones, and J. P. Henderson. *Vibration damping*. John Wiley & Sons, 1985.
- [92] P. A. Nelson and S. J. Elliott. *Active control of sound*. Academic press, 1991.
- [93] G. Neubauer and A. Gmeiner. Volkswirtschaftliche Bedeutung von Hörschäden und Möglichkeiten zur Reduktion der Folgekosten. Technical report, Institut für Gesundheitsökonomik München, 2011.
- [94] M. O. Nijhuis. *Analysis tools for the design of Active Structural Acoustic Control Systems*. PhD thesis, University of Twente, Enschede, 2003.
- [95] M. O. Nijhuis and A. de Boer. Optimization strategy for actuator and sensor placement in active structural acoustic control. In *Proceedings of ACTIVE 2002*, 2002.
- [96] A. V. Oppenheim, R. W. Schaffer, and J. R. Buck. *Zeitdiskrete Signalverarbeitung*, volume 2. Pearson Studium München, 2004.
- [97] E. V. d. Oudera, J. Schoukens, and J. Renneboog. Peak factor minimization, using a time-frequency swapping algorithm. In *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, volume 37, pages 145–147, 1988.
- [98] S. L. Padula and R. K. Kincaid. Optimization strategies for sensor and actuator placement. *NASA Center for AeroSpace Information (CASI)*, page 17, 1999.
- [99] S. L. Padula, D. L. Palumbo, and R. K. Kincaid. Optimal sensor/actuator locations for active structural acoustic control. In *Thirtieth AIAA/ASME/ASCE/AHS/ASC Structures, Structural Dynamics, and Materials Conference*, 1998.
- [100] D. Palumbo, R. Cabell, J. Cline, and B. Sullivan. Flight test of asac aircraft interior noise control system. In *Proceedings AIAA*, 1999.
- [101] B. Petitjean, I. Legrain, F. Simon, and S. Pauzin. Active control experiments for acoustic radiation reduction of a sandwich panel: Feedback and feedforward investigations. *Journal of Sound and Vibration*, 252(1):19–36, 2002.
- [102] H. Pohlheim. Geatbx: Genetic and evolutionary algorithm toolbox for use with matlab. *GEATbx Documentation*, 1996. URL [http : //www.geatbx.com/docu/algindex.html](http://www.geatbx.com/docu/algindex.html)s. Letzter Aufruf der URL: 10. Juni 2017.

- 
- [103] H. Pohlheim. *Evolutionäre Algorithmen*. Springer, 1999.
- [104] A. Preumont. *Vibration control of active structures: an introduction*, volume 179. Springer, 2011.
- [105] S. Pulthasthan and H. R. Pota. The optimal placement of actuator and sensor for active noise control of sound–structure interaction systems. *Smart Materials and Structures*, 17(3):037001, 2008.
- [106] H. M. Rodriguez and R. A. Burdisso. Structural-acoustic control system design by multi-level optimization. *Journal of the Acoustical Society of America*, 104: 926–936, 1998.
- [107] M. Rose. Modal based correction methods for the placement of piezoceramic modules. In *Proc. of ASME International Mechanical Engineering Congress and Exposition, Orlando, Florida, USA*, 2005.
- [108] M. Rose, O. Unruh, and T. Haase. Vibration control of stiffened plates with embedded cavities using flat piezoceramic actuator devices. In *Proceedings of the ICSV*, 2011.
- [109] T. Roy and D. Chakraborty. Optimal vibration control of smart fiber reinforced composite shell structures using improved genetic algorithm. *Journal of Sound and Vibration*, 319(1):15–40, 2009.
- [110] T. Ruppel, O. Sawodny, and W. Osten. Actuator placement for minimum force modal control of continuous faceplate deformable mirrors. In *IEEE International Conference on Control Applications (CCA)*, pages 867–872. IEEE, 2010.
- [111] C. Schubert. Sensorkonzepte für Vibrationsreduktionssysteme mit erhöhter akustischer Wirksamkeit. Master’s thesis, Technische Universität Braunschweig, 2014.
- [112] W. Tseng, B. Rafaely, and S. Elliott. Combined feedback–feedforward active control of sound in a room. *The Journal of the Acoustical Society of America*, 104:3417, 1998.
- [113] O. Unruh. *Schallabstrahlcharakteristik von Platten mit inhomogener Dämpfung und komplexen Schwingungseigenformen*. PhD thesis, Technische Universität Braunschweig, 2015.



- 
- [114] O. Unruh and C. A. Geweth. Experimental study of inhomogeneously damped plates with complex structural modes. In *Proceedings of the ICSV 21*, 2014.
- [115] O. Unruh, C. Blech, and H. P. Monner. Numerical and experimental study of sound power reduction performance of acoustic black holes in rectangular plates. *SAE International Journal of Passenger Cars-Mechanical Systems*, 8(2015-01-2270):956–963, 2015.
- [116] F. Van den Berg, H. Hoefsloot, H. Boelens, and A. Smilde. Selection of optimal sensor position in a tubular reactor using robust degree of observability criteria. *Chemical Engineering Science*, 55(4):827–837, 2000.
- [117] J. Vipperman and R. Burdisso. Adaptive feedforward control of non-minimum phase structural systems. *Journal of Sound and Vibration*, 183(3):369–382, 1995.
- [118] S. Viswamurthy and R. Ganguli. Optimal placement of piezoelectric actuated trailing-edge flaps for helicopter vibration control. *Journal of Aircraft*, 46(1):244–253, 2009.
- [119] B.-T. Wang. Optimal placement of microphones and piezoelectric transducer actuators for far-field sound radiation control. *Journal of the Acoustical Society of America*, 5:2975–2984, 1995.
- [120] B.-T. Wang, R. A. Burdisso, and C. R. Fuller. Optimal placement of piezoelectric actuators for active structural acoustic control. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 5:67–77, 1994.
- [121] W. Wang, K. Xue, and D. Shi. Optimal research of actuator placement for piezoelectric smart structure. *Journal of Key Engineering Materials*, 419:173–176, 2010.
- [122] P. Welch. The use of fast fourier transform for the estimation of power spectra: a method based on time averaging over short, modified periodograms. *IEEE Transactions on audio and electroacoustics*, pages 70–73, 1967.
- [123] J. Yao, Y. Wu, and H. Wang. Optimal design method for piezoelectric sensors/actuators configuration. *Journal of Advanced Materials Research*, 239:815–820, 2011.

- 
- [124] H. Zhang, B. Lennox, P. Goulding, and A. Leung. A float-encoded genetic algorithm technique for integrated optimization of piezoelectric actuator and sensor placement and feedback gains. *Journal of Smart Materials and Structures*, 9(4): 552, 2000.
- [125] J. Zhang, W. Yuan, L. Cao, and R. Gao. Study of optimal location and size of piezoelectric actuator in smart structures. In *Proceedings of the International Asia Conference on Informatics in Control, Automation and Robotics*, 2009.

# Abbildungsverzeichnis

1.1	Steuerungssystem für harmonische Störungen mit manueller Adaption der Amplitude und Phase (Zitiert aus [31], Original von Conover [25]) .	4
1.2	Allgemeines Schema zur Simulation und Auslegung aktiver Systeme . .	6
1.3	Schallleistung der Ölwanne in der Simulation und im Experiment a) Simulierte schmalbandige Schallleistungsreduktion [56] b) Gemessene Schallleistungsreduktion in Terzbändern [57] . . . . .	7
1.4	Struktur der Arbeit . . . . .	8
2.1	Simulative und experimentelle Randbedingungen zur Störgrößenreduktion . . . . .	13
2.2	Interferenz stochastischer Signale; Störsignal (schwarz gepunktet), interferierendes Signal (blau gestrichelt) und resultierendes Signal (rot) .	14
3.1	Implementierung eines FIR-Filters . . . . .	21
3.2	Blockschaltbild einer Steuerung . . . . .	22
3.3	Laufzeiten am Beispiel einer Platte . . . . .	23
3.4	Blockschaltbild einer Steuerung im Frequenzbereich . . . . .	25
3.5	Blockschaltbild einer Steuerung zur Berechnung des kausalen Wiener Filters . . . . .	27
3.6	Ablaufplan einer genetischen Optimierung . . . . .	30
3.7	Darstellung des SUS-Verfahrens und des Rankings . . . . .	32
3.8	Darstellung des Binären Crossover-Operators . . . . .	32
3.9	Darstellung der Linienrekombination eines Parameters . . . . .	33
3.10	Ablaufschema zur Bildung einer neuen Elterngeneration . . . . .	34
4.1	Blockschaltbilder einer Steuerung und einer Regelung . . . . .	37
4.2	Leistungsfähigkeit von Steuerungs- und Regelungssystemen für ein ANC-System nach [112] . . . . .	39

4.3	Gemessene Strukturschnellen für verschiedene Dämpfungszustände [114], Platte ohne Dämpfung (....), Platte mit CLD Dämpfung (—), Elastomer und Aluminium Dämpfung (- - -) . . . . .	40
4.4	Prozesskette nach dem Vorbild von Clark und Fuller [24] . . . . .	43
4.5	Aufintegrierte Leistungsfähigkeit eines ANC-Systems in Abhängigkeit des Laufzeitvorteils nach Janocha und Liu [61] . . . . .	47
4.6	Leistungsfähigkeit des kausalen Steuerungssystems nach Burdisso et al. [17] . . . . .	48
4.7	Laufzeiten von Signalverarbeitungselementen im Vergleich zur Biege- wellenlaufzeit (Distanz Sensor-Aktuator 14 cm, Material Aluminium, Plattendicke 3 mm, $T_s=0.83\text{ms}$ ) . . . . .	50
4.8	Aufintegrierte Leistungsfähigkeit eines AVC-Systems in Abhängigkeit der modalen Dämpfung eines Balkens nach Burdisso et al. [17] . . . . .	52
4.9	Normierte kinetische Energie und Schallabstrahlung der Platte von 0- 2000 Hz in Abhängigkeit der Rückkopplungsverstärkung nach Gardonio et al. [39] . . . . .	53
5.1	Gesamtsystemdefinition am Beispiel eines Flugzeuges . . . . .	61
5.2	Reduziertes aktives Gesamtsystem nach Abschnitt der Systemgrenzen . .	63
5.3	Zielstellung der Gesamtsystemmodellierung mit Bezug zu den Forschungs- hypothesen . . . . .	64
5.4	Darstellung der im Experiment eingesetzten Elemente des aktiven Sys- tems und deren Abbildung in der Simulation . . . . .	67
5.5	Beispiel eines AVC Systems mit Steuerung für eine Plattenstruktur . . . .	71
5.6	Blockschaltbild einer Steuerung . . . . .	72
5.7	Blockschaltbild des experimentellen Primär- und Sekundärpfades . . . .	72
5.8	Vergleich der Laufzeiten der Signalverarbeitungselemente für eine Ab- tastfrequenz von 1200 Hz . . . . .	73
5.9	Vergleich der gemessenen Laufzeiten der analogen Tiefpassfilter und der digital rekonstruierten Filter bei verschiedenen Grenzfrequenzen $F_C$ . . .	74
5.10	Kodierung der Sensor- und Aktuatorpositionen in einem Genom . . . . .	75
5.11	CAD-Modell des verwendeten Versuchszustandes . . . . .	80
5.12	Schematische Darstellung des FE-Modells und der Lagerung . . . . .	83
5.13	Frontalansicht des Versuchszustandes mit LSDV-Scankopf im ATB . . . . .	85
5.14	Piezoaktuator des Steuerungssystems, Typ DuraAct P-876.A15 . . . . .	86
5.15	Gesamte Messkette der experimentellen Steuerung . . . . .	86

5.16 Bode-Diagramm des Primärpfades (Phasengang vom Allpassanteil) der schwach gedämpften Platte (Sensor (0.47m; 0.49m), Erregerstelle (0.1m; 0.1m)) . . . . .	88
5.17 Bode-Diagramm des Primärpfades (Phasengang vom Allpassanteil) der stärker gedämpften Platte (Sensor (0.47m; 0.49m), Erregerstelle (0.1m; 0.1m)) . . . . .	88
5.18 Vergleich des Amplituden- und Phasengangs des Sekundärpfades (Phasengang des Allpassanteils) der schwach gedämpften Plattenstruktur (Sensorposition (0.47m;0.49m), Aktuatorposition (0.059m,0.076m)) .	89
5.19 Vergleich des Amplituden- und Phasengangs des Sekundärpfades (Phasengang des Allpassanteils) der stärker gedämpften Plattenstruktur (Sensorposition (0.47m;0.49m), Aktorposition (0.481m,0.497m)) . . . . .	90
6.1 Blockschaltbild einer Steuerung mit Signal-, Parameter- und Streckennamen . . . . .	93
6.2 Störquellen-, Aktuator-, und Sensorkonfigurationen der Steuerungsuntersuchungen . . . . .	95
6.3 Zerlegung der Übertragungsfunktion in minimalphasigen Teil und Allpassanteil am Beispiel des Primärpfades . . . . .	98
6.4 Laufzeiten der Primär- und Sekundärstrecke für Konfiguration F1S1A1 .	99
6.5 Laufzeit und Amplitudengang der Primär- und Sekundärstrecke für Konfiguration F1S1A1 . . . . .	99
6.6 Laufzeiten der Primär- und Sekundärstrecke für Konfiguration F1S1A1D	100
6.7 Laufzeit und Amplitudengang der Primär- und Sekundärstrecke für Konfiguration F1S1A1D . . . . .	100
6.8 Filtergüte für verschiedene Verzögerungsschritte ( $\beta = 384$ oben; $\beta = 0$ mitte; $\beta = -384$ unten) des schwach gedämpften Systems . . . . .	101
6.9 Filtergüte für verschiedene Verzögerungsschritte ( $\beta = 384$ oben; $\beta = 0$ mitte; $\beta = -384$ unten) des stärker gedämpften Systems . . . . .	102
6.10 Parameterfelder ohne Stellgrößenbegrenzung und 100 V Begrenzung bei schwacher und erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1S1 . . . .	104
6.11 Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von den Verzögerungsschritten und den Filtergewichten für eine unbegrenzte Stellgröße für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System; gesamter Analysebereich (links), Bereich kleiner Verzögerungen (rechts) . . . . .	105

6.12 Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von Filtergewichten für diverse Verzögerungsschritte für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System . . . . .	106
6.13 Auswirkungen der Filtergewichte für kleine Änderungen der Verzögerungsschritte für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System . . . . .	106
6.14 Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von Verzögerungsschritten und Stellgrößenbegrenzung für $N = 4800$ für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System . . . . .	108
6.15 Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit von Filtergewichten für div. Stellgrößenbegrenzung für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System bei $\beta = 384$ . . . . .	109
6.16 Parameterfelder der Steuerungskonfigurationen mit zwei Sensoren für eine unbegrenzte Stellgröße, schwach (links) und stark (rechts) gedämpft	110
6.17 Parameterfelder der Steuerungskonfigurationen mit drei Sensoren für eine unbegrenzte Stellgröße, schwach (links) und stark (rechts) gedämpft	111
6.18 Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit des Sensors S1 von der Überbestimmtheit und den Verzögerungsschritten für $N = 4800$ für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System . . . . .	111
6.19 Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit des Sensors S1 von der Überbestimmtheit und der Filterlänge für $\beta = 384$ für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System . . . . .	112
6.20 Parameterfelder der Steuerungskonfigurationen mit multipler Störangeregung für eine unbegrenzte Stellgröße, schwach (links) und stark (rechts) gedämpft . . . . .	113
6.21 Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit des Sensors S1 von mehreren Störquellen und den Verzögerungsschritten für $N = 4800$ für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System . . . . .	114
6.22 Abhängigkeit der Leistungsfähigkeit des Sensors S1 von mehreren Störquellen und der Filterlänge für $\beta = 384$ für das schwach (schwarz) und stark (rot) gedämpfte System . . . . .	115
6.23 Einfluss der Sekundärpfadgröße auf die Leistungsfähigkeit in Abhängigkeit der Laufzeit für $N = 2400$ . . . . .	116
6.24 Aktuierbarkeit der schwach und stark gedämpften Platte für Sensorplatzierung S3 . . . . .	121

6.25 Steuerbarkeit der schwach und stark gedämpften Platte für Sensorplatzierung S3 . . . . .	122
6.26 Analytische Laufzeiten über der Aluminiumplatte für S3 . . . . .	123
6.27 Filtergüte der schwach und stark gedämpften Platte für Sensorplatzierung S3 bei 450 Filtergewichten . . . . .	124
6.28 Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration für $N = 2400$ . . . . .	125
6.29 Aufsummierte Residuen der NK-Filter über der Aluminiumplatte . . . . .	126
6.30 Analytische Laufzeiten für die Aktuatorplatzierungen NK, KOSVL und des Primärpfades . . . . .	127
6.31 Vergleich des Amplitudengangs, der Vibrationsreduktion, der vollen und gekürzten Impulsantwort der Optimalfilter für die KOSVL und der kollokalen Platzierung . . . . .	128
6.32 Vorhergesagte (a) und erreichbare Störgrößenreduktionen (b) am Fehlersensor für das schwach gedämpfte System . . . . .	131
6.33 Platzierungen und Leistungsfähigkeit der Aktuatoren der stärker gedämpften Konfiguration für $N = 2400$ . . . . .	131
6.34 Vorhergesagte (a) und erreichbare Störgrößenreduktionen (b) am Fehlersensor für das stärker gedämpfte System . . . . .	133
6.35 Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration für $N = 2400$ mit und ohne SVL . . . . .	134
6.36 Analytische Laufzeiten für die Aktuatorplatzierungen KMSVL, KOSVL und des Primärpfades . . . . .	135
6.37 Leistungsfähigkeit der KOSVL und KMSVL Platzierung berechnet mit einer KMSVL Steuerung . . . . .	135
6.38 Platzierungen der Aktuatoren der stärker gedämpften Konfiguration für $N = 2400$ . . . . .	136
6.39 Leistungsfähigkeit der KOSVL und KMSVL Platzierung berechnet mit einer KMSVL Steuerung . . . . .	137
6.40 Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filterlänge $N$ für die Anregungsposition F1 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts) . . . . .	138
6.41 Filtergüte für beispielhafte Platzierungen der NK Konfiguration . . . . .	139
6.42 Leistungsfähigkeit aller optimierten Platzierungen mit einer Filterlänge von 100 oder 2400 Gewichten . . . . .	140

6.43 Platzierungen der Aktuatoren der stärker gedämpften NK-Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte $N$ für die Anregungsposition F1 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts) . . . . .	141
6.44 Leistungsfähigkeit aller optimierten Platzierungen mit einer Filterlänge von 100 oder 2400 Gewichten . . . . .	142
6.45 Platzierung der NK Steuerung bei verschiedenen Stellgrößenlimitierungen	144
6.46 Leistungsfähigkeit der NK Steuerung für verschiedene Filtergewichte bei 100V Stellgrößenbeschränkung . . . . .	144
6.47 Einfluss der Stellgrößenbeschränkung (unbegrenzt mit schwarzer, 100 V Begrenzung mit roter Umrandung) auf die Aktuatorplatzierung für das schwach gedämpfte System (Kausalitätsbetrachtung) . . . . .	145
6.48 Platzierung der NK Steuerung bei verschiedenen Stellgrößenlimitierungen des stärker gedämpften Systems . . . . .	146
6.49 Einfluss der Stellgrößenbeschränkung (unbegrenzt mit schwarzer, 100 V Begrenzung mit roter Umrandung) auf die Aktuatorplatzierung für das stärker gedämpfte System (Kausalitätsbetrachtung) . . . . .	146
6.50 Schmalbandige Störgrößenreduktion der KOSVL-Platzierungen . . . . .	147
6.51 Aktuierbarkeit der stärker gedämpften Platte für Sensorplatzierung S3 unter 100 Hz . . . . .	147
6.52 Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte $N$ für die Anregungsposition F1 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts) . . . . .	149
6.53 Filtergüte der repräsentativen Platzierungen der KMSVL Konfiguration .	150
6.54 Platzierungen der Aktuatoren der stärker gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte $N$ für die Anregungsposition F1 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts) . . . . .	151
6.55 Filtergüte der repräsentativen Platzierungen der KMSVL Konfiguration .	152
6.56 Leistungsfähigkeit der Steuerungskonfiguration (KMSVL) in Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung für 1200 Filtergewichte . . . . .	154
6.57 Leistungsfähigkeit der Steuerungskonfiguration (KMSVL) in Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung für 100 Filtergewichte . . . . .	155
7.1 Vergleich der vorhergesagten Störgrößenreduktion der Steuerungsauslegung mit der tatsächlich gemessenen Störgrößenreduktion . . . . .	162
7.2 Kohärenz der KMSVL100 Aktuatorplatzierung . . . . .	163
7.3 Kohärenz der KMSVL2400D Aktuatorplatzierung . . . . .	163



7.4	Vergleich der Primärpfade der NK2400 und KMSVL2400 Platzierung für die schwach gedämpfte Platte . . . . .	165
7.5	Vergleich der experimentell ermittelten Leistungsfähigkeit der beiden Aktuatorplatzierungen in Terzbändern . . . . .	165
7.6	Vergleich der Primärpfade in der Simulation und im Experiment der KMSVL2400 Platzierung für die schwach gedämpfte Platte . . . . .	166
7.7	Vergleich der experimentell und simulativ ermittelten Leistungsfähigkeit der beiden Aktuatorplatzierungen in Terzbändern . . . . .	166
7.8	Vergleich der experimentell und simulativ ermittelten Leistungsfähigkeit der NK2400 Platzierung in Terzbändern . . . . .	168
7.9	Vergleich der Primärpfade der NK2400 und KMSVL2400 Platzierung für die stärker gedämpfte Platte . . . . .	168
7.10	Vergleich der experimentell ermittelten Leistungsfähigkeit der beiden Aktuatorplatzierungen des stärker gedämpften Systems in Terzbändern .	169
7.11	Vergleich der Primärpfade der KMSVL2400 Platzierung in Simulation und Experiment für die stärker gedämpfte Platte . . . . .	170
7.12	Vergleich der experimentell und simulativ ermittelten Leistungsfähigkeit der beiden Aktuatorplatzierungen in Terzbändern . . . . .	170
7.13	Vergleich der experimentell und simulativ ermittelten Leistungsfähigkeit der NK Platzierung in Terzbändern . . . . .	171
7.14	Filtergüte KMSVL100 und KMSVL2400 Platzierung . . . . .	173
7.15	Störgrößenreduktion bei verschiedenen Filterlängen der KMSVL100 und KMSVL2400 Platzierung . . . . .	174
7.16	Filtergüte der NK100 und NK2400 Platzierung . . . . .	175
7.17	Störgrößenreduktion bei verschiedenen Filterlängen der NK100 und NK2400 Platzierung . . . . .	176
A.1	Prinzipieller Versuchsaufbau zur Laufzeitmessung . . . . .	210
A.2	Gruppenlaufzeiten des Primärpfades des schwach gedämpften Systems .	212
A.3	Gruppenlaufzeiten des Sekundärpfades des schwach gedämpften Systems	212
A.4	Gruppenlaufzeiten des Primärpfades des stärker gedämpften Systems . .	213
A.5	Gruppenlaufzeiten des Sekundärpfades des stärker gedämpften Systems	213
A.6	Frequenzgänge des ANC-Systems nach [76] . . . . .	214
B.1	Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1A1S1 . . . . .	223

B.2	Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1A1S1bisS2 . . . . .	224
B.3	Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1A1S1bisS3 . . . . .	225
B.4	Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1bisF2A1S1 . . . . .	226
B.5	Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1A1bisA2S1bisS2 . . . . .	227
B.6	Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1bisF2A1bisA2S1bisS2 . . . . .	228
B.7	Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1S1 . . . . .	229
B.8	Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1S1bisS2 . . . . .	230
B.9	Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1S1bisS3 . . . . .	231
B.10	Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1bisF2A1S1 . . . . .	232
B.11	Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1bisA2S1bisS2 . . . . .	233
B.12	Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1bisF2A1bisA2S1bisS2 . . . . .	234
B.13	Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte $N$ für die Anregungsposition F2 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts) . . . . .	235
B.14	Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte $N$ für die Anregungsposition F2 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts) . . . . .	236
C.1	Kohärenzanalyse des Prüfstandes . . . . .	240
C.2	Leistungsdichtespektren der Anregungskräfte aus Simulation und Experiment . . . . .	241

# Tabellenverzeichnis

3.1	Beispiel zum linearen Ranking . . . . .	31
4.1	Literaturübersicht zur Aktuatorplatzierung . . . . .	44
6.1	Parameterraum der Steuerungsanalyse . . . . .	94
6.2	Synonyme der Steuerungskonfigurationen . . . . .	96
6.3	Auswirkungen der Steuerungsparameter auf die Störgrößenreduktion und erwarteter Einfluss auf die Aktuatorplatzierung . . . . .	118
6.4	Simulationsparameter für die Aktuatorplatzierung . . . . .	120
6.5	Auswirkungen der Steuerungsparameter auf die Aktuatorplatzierung . .	157
7.1	Übersicht der experimentellen Untersuchungen . . . . .	160
A.1	Parameter der Leistungsschätzung . . . . .	211
B.1	Parameter der genetischen Optimierung . . . . .	216
B.2	Eigenfrequenzen und Dämpfungen der Aluminiumplatte . . . . .	217
B.2	Eigenfrequenzen und Dämpfungen der Aluminiumplatte . . . . .	218
B.3	Parameter des Anregungssignals . . . . .	219
B.4	Störgrößenreduktionen der Steuerungskonfigurationen . . . . .	219
B.4	Störgrößenreduktionen der Steuerungskonfigurationen . . . . .	220
B.5	Aktuatorplatzierungen der Steuerungskonfigurationen für das schwach gedämpfte System . . . . .	220
B.5	Aktuatorplatzierungen der Steuerungskonfigurationen für das schwach gedämpfte System . . . . .	221
B.6	Aktuatorplatzierungen der Steuerungskonfigurationen für das stärker gedämpfte System . . . . .	221
B.6	Aktuatorplatzierungen der Steuerungskonfigurationen für das stärker gedämpfte System . . . . .	222

---

C.1 Messtechniktable	238
C.1 Messtechniktable	239

## Anhang A

# Ergänzungen zur Simulationstechnik

### A.1 Experimentelle Bestimmung der Messtechniklaufzeiten

Zur Bestimmung der Laufzeiten der Messtechnik werden die Messgeräte mit Hilfe eines schnellen digitalen FFT-Analysators vermessen. Der prinzipielle Aufbau ist in Abbildung A.1 dargestellt.

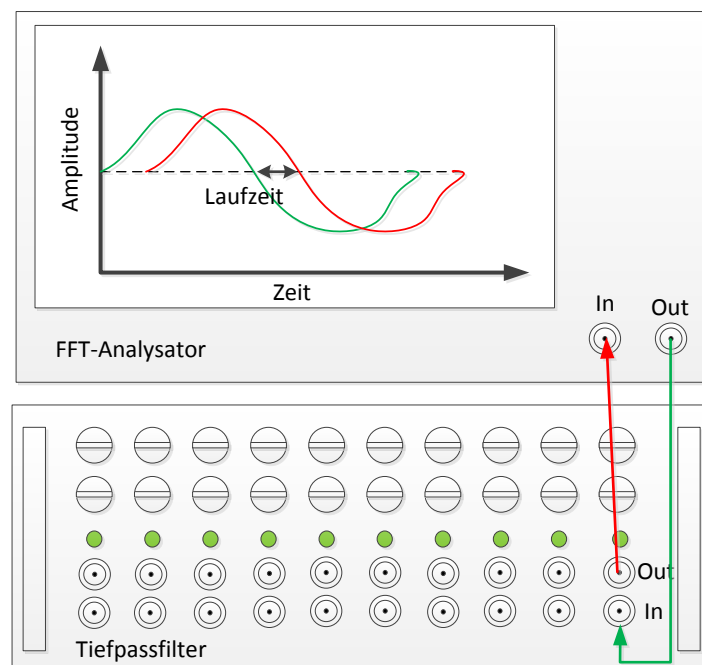


Abbildung A.1: Prinzipieller Versuchsaufbau zur Laufzeitmessung

Für diesen Versuch wird im FFT-Analysator eine Abtastfrequenz von 40 kHz einge-

stellt. Anschließend wird mit einem Sinussignal angeregt und der Ausgang des Tiefpassfilters gemessen. Mit Hilfe der Überlagerung der beiden Sinusschwingungen kann die Laufzeit des Filters bei der jeweiligen Eckfrequenz für verschiedene Anregungsfrequenzen gemessen werden.

## A.2 Parameter der Leistungsschätzung

In der folgenden Tabelle A.1 sind die in MatLab<sup>®</sup> verwendeten Parameter zur Leistungsschätzung mit der Funktion *pwelch()* angegeben.

Tabelle A.1: Parameter der Leistungsschätzung

Parameter	Wert
Blocklänge $N_L$	1200
Fenstertyp	Hann
Fensterlänge	1200
Überlappung	300

## A.3 Gruppenlaufzeitabgleich zwischen Simulation und Experiment

Die Gruppenlaufzeiten der Primär- und Sekundärpfade für die beispielhafte Aktuatorposition (0.059m, 0.076m) und Sensorposition (0.47m, 0.49m) sind in den Abbildungen A.2 und A.3 dargestellt. Das etwas stärkere Rauschen der Laufzeiten der gemessenen Transferpfade, ist im leichten Rauschen der Phase nach der Identifikation begründet. Zur Minimierung des Rauschens wurde bereits eine Glättung der Phase durch ein Moving-Average vorgenommen.

Die Gruppenlaufzeiten des Primärpfades des schwach gedämpften Systems in Abbildung A.2 zeigen bis 450 Hz außerhalb der nicht-minimalphasigen Nullstellen eine sehr gute Übereinstimmung. Ab 450 Hz ist eine leicht erhöhte Laufzeit in den Experimenten zu erkennen, die durch die Nähe zur Nyquist-Frequenz entstehen.

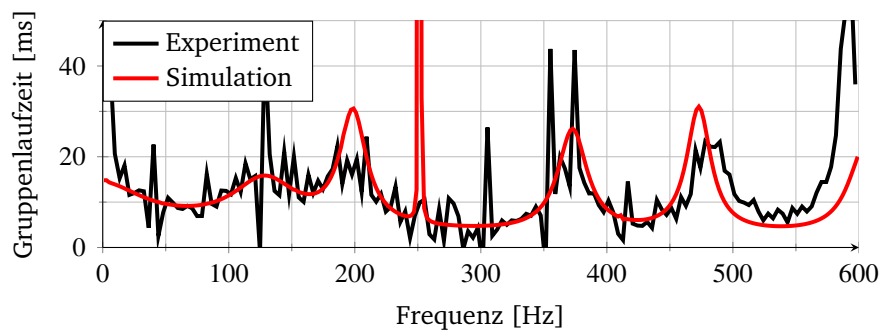


Abbildung A.2: Gruppenlaufzeiten des Primärpfades des schwach gedämpften Systems

Die Laufzeiten des Sekundärpfades in Abbildung A.3 sind bis ca. 300 Hz gut abgebildet, über 300 Hz unterschätzt die Simulation die Laufzeiten des Experimentes. Eine genaue Erklärung für dieses Verhalten kann nicht gegeben werden, jedoch wird vermutet, dass die vereinfachte Modellierung der Aktuatoreinkopplung (Vernachlässigung der Kapselung und der Klebschicht) zu diesen Abweichungen führen könnte. Ein exakter Abgleich im Frequenzbereich über 300 Hz ist auch nur sehr begrenzt möglich, da die Gruppenlaufzeiten durch die nicht-minimalphasigen Nullstellen schwer interpretierbar sind.

Im Rahmen der Simulation wird, trotz der Differenzen im Sekundärpfad, mit den beschriebenen Modellen simuliert, da der Mehraufwand für eine genauere Aktuatormodellierung bzw. die Suche nach den Abweichungsursachen den Rahmen dieser Arbeit sprengen würden. Die hier zu untersuchenden Laufzeiteffekte werden in der Simulation keinen Einfluss auf die Abhängigkeit der Aktuatorplatzierung von Laufzeit und Filterlänge haben, lediglich beim Abgleich zwischen Simulation und Experiment müssen diese Modellierungsfehler in die Bewertung einfließen.

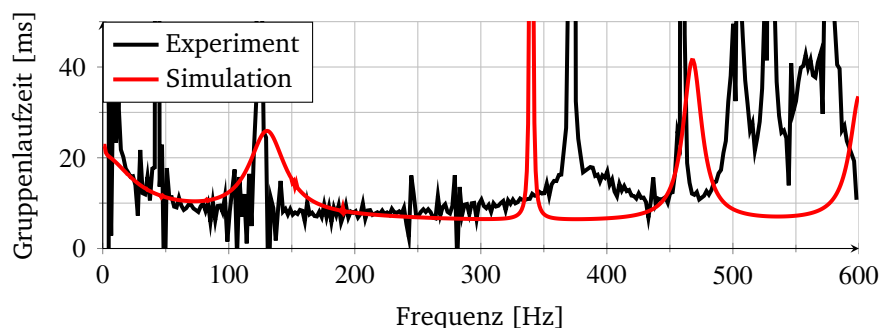


Abbildung A.3: Gruppenlaufzeiten des Sekundärpfades des schwach gedämpften Systems

Zur Überprüfung der stärker gedämpften Konfiguration werden ebenfalls die Primär- und Sekundärpfade analysiert. Dabei ist der Aktuator bei (0.065m; 0.074m) platziert und der Sensor ist nach wie vor bei (0.47m; 0.49m) angeordnet.

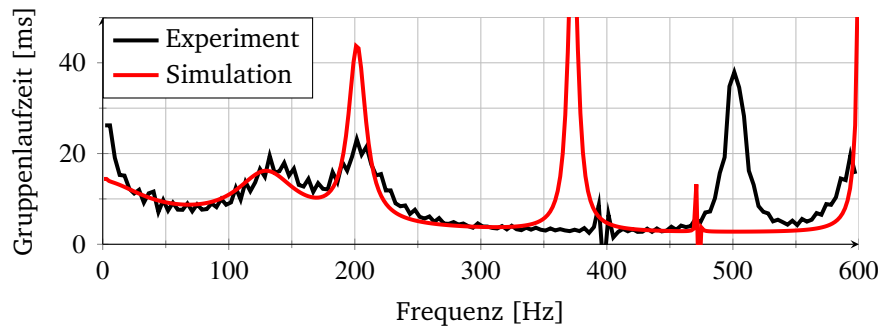


Abbildung A.4: Gruppenlaufzeiten des Primärpfades des stärker gedämpften Systems

Im stärker gedämpften System zeigen sich ähnliche Verhältnisse wie im schwach gedämpften System. Die Laufzeiten des Primärpfades sind außerhalb der nicht-minimalphasigen Nullstellen exakt abgebildet, lediglich nahe der Nyquist-Frequenz kommt es zu einer Unterschätzung der Laufzeiten durch die Simulation.

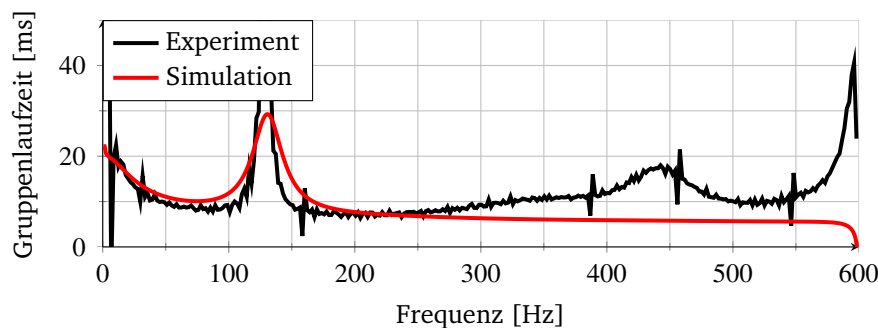


Abbildung A.5: Gruppenlaufzeiten des Sekundärpfades des stärker gedämpften Systems

Die Laufzeiten des Sekundärpfades sind bis 300 Hz ebenfalls akzeptabel abgebildet. Ab 300 Hz erfolgt ebenfalls eine Unterschätzung der Laufzeiten durch die Simulation. Gleiche Vermutungen nach den Gründen wie für den schwach gedämpften Fall, können angenommen werden.



## A.4 Transferfunktionen eines ANC-Systems

Im Fachbuch von Kuo und Morgan [76] werden Transferfunktionen eines ANC-Systems zur Verfügung gestellt. Beispielhaft ist einer der Übertragungsfunktionen in Abbildung A.6 dargestellt.

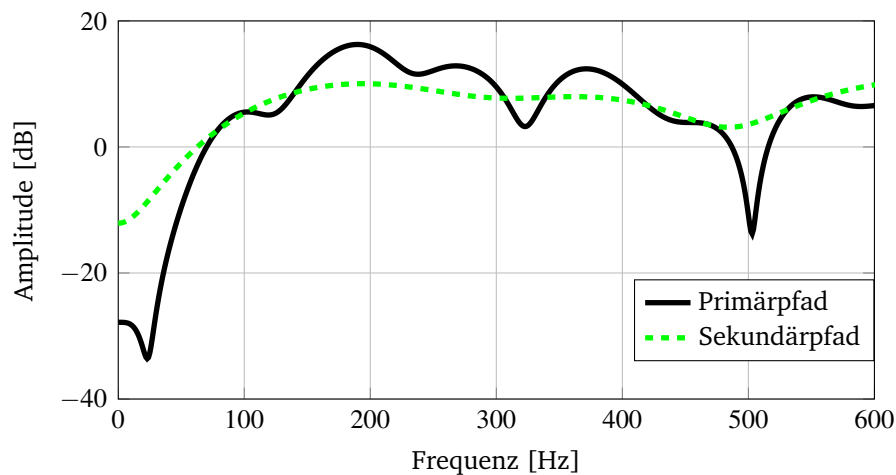


Abbildung A.6: Frequenzgänge des ANC-Systems nach [76]

Die hier dargestellten Übertragungsfunktionen sollen einen Eindruck von ANC-Transferfunktionen geben. Die in dieser Dissertation untersuchte Konfiguration mit erhöhter Dämpfung zeigt ebenfalls eine geringe Filtercharakteristik, weswegen eine Übertragbarkeit der Analysen für das stärker gedämpfte System auf z.B. ein ANC-System angenommen wird.



## Anhang B

### Anhang Simulation

#### B.1 Parameter der genetischen Optimierung

In dieser Arbeit werden für alle Optimierungen mit den genetischen Algorithmen die folgenden Parameter verwendet.

Tabelle B.1: Parameter der genetischen Optimierung

Parameter	Wert
Maximale Anzahl Epochen $N_{Ep}$	50
Anzahl Individuen pro Population $N_{Pop}$	120
Anzahl Inseln	4
Selektionsdruck $S_D$	2
Selektionsrate $N_{Sel}$	0.8
Mutationsrate $N_{Mut}$	20%
Einfügerate $N_{Ins}$	50%

#### B.2 Eigenfrequenzen und modale Dämpfungen des Simulationsmodells

In diesem Abschnitt sollen die Eigenfrequenzen und die Dämpfungen, welche für die schwach und stärker gedämpfte Platte in der Simulation angenommen wurden, aufgelistet werden. In Tabelle B.2 sind die Werte für die schwach und die stärker ge-

dämpfte Konfiguration dargestellt. Bei den schwachen Dämpfungen war eine blanke Aluminiumplatte Versuchsträger, wohingegen bei der stärkeren Dämpfung die gleiche Aluminiumplatte rückseitig mit einer CLD-Schicht beklebt wurde. Die modalen Dämpfungen wurden mit Hilfe des Modalanalyse-Werkzeugs X-Modal 3 ermittelt, wobei die Grundlage dafür eine Shakermessung am Erregerpunkt (0.1 m, 0.1 m) auf das Vibrometernetz ist.

Tabelle B.2: Eigenfrequenzen und Dämpfungen der Aluminiumplatte

Moden-nummer	Eigenfrequenz [Hz]	Modale Dämpfung [%] (schwach)	Modale Dämpfung [%] (stärker)
1	19.97	0.65	2.00
2	34.68	0.30	2.00
3	47.73	0.20	2.00
4	53.92	2.58	2.00
5	79.02	0.64	2.00
6	82.79	0.12	2.00
7	84.44	0.98	2.00
8	129.46	0.11	2.00
9	135.87	0.12	2.00
10	147.42	0.10	2.00
11	150.88	0.06	2.00
12	152.93	0.05	2.00
13	190.40	0.03	2.00
14	212.33	0.41	2.00
15	221.80	0.96	2.50
16	234.86	0.13	2.50
17	257.43	0.12	2.50
18	269.49	1.13	2.50
19	281.78	0.58	2.50
20	300.95	0.18	2.50
21	307.06	0.25	2.50
22	311.53	0.11	2.50

Tabelle B.2: Eigenfrequenzen und Dämpfungen der Aluminiumplatte

Moden- nummer	Eigenfrequenz [Hz]	Modale Dämpfung [%] (schwach)	Modale Dämpfung [%] (stärker)
23	360.41	0.16	2.50
24	364.51	0.09	2.50
25	383.61	0.17	2.50
26	400.48	0.18	2.50
27	422.41	0.05	2.50
28	426.88	0.15	2.50
29	445.94	0.24	2.50
30	450.20	0.18	2.50
31	480.87	0.28	2.50
32	493.14	0.18	2.50
33	518.42	0.70	2.50
34	522.67	0.10	2.50
35	527.32	26.79	2.50
36	552.70	0.17	2.50
37	570.89	1.64	2.50
38	596.13	2.33	2.50
39	625.29	0.03	2.50

### B.3 Anregungssignal der Simulation

In der Simulation wird ein bandbegrenztes (1 Hz bis 600 Hz) weißes Rauschsignal mit einer Abtastfrequenz von 1200 Hz verwendet. Bei Anregungen mit mehreren Anregungsquellen werden unkorrelierte Rauschsignale für entsprechend viele Anregungsstellen erzeugt. Für die Erzeugung der Störung werden die in Tabelle B.3 verwendeten Parameter angenommen.

Tabelle B.3: Parameter des Anregungssignals

Parameter	Wert	Parameter	Wert
Zeitschritte	19200	Abtastfrequenz	1200 Hz
Untere Grenzfrequenz	0 Hz	Anzahl Kanäle	1-2
Obere Grenzfrequenz	600 Hz	Maximale Amplitude (ZB)	0.5 N

Das Anregungssignal wird mit Hilfe von Zeit- und Frequenzbereichstransformationen erzeugt, nach Vorbild von [97]. Mit Hilfe dieses Verfahrens wird eine Leistungsoptimierung des Anregungssignals vorgenommen, wodurch die größtmögliche Energie in jeder Frequenzlinie in das System eingeleitet wird.

## B.4 Integrierte Störgrößenreduktion der Simulationen

In diesem Abschnitt werden alle simulierten Störgrößenreduktionen der Aktuatoroptimierung zusammengefasst. In Tabelle B.4 sind die über dem Frequenzbereich von 0 Hz bis 600 Hz integrierten Reduktionen dargestellt. Es ist jeweils nur das beste Individuum aus 3 identischen Optimierungsläufen dargestellt.

Tabelle B.4: Störgrößenreduktionen der Steuerungskonfigurationen

Steuerungs-konfiguration	Filterlänge	$L_{\Delta,vib}$ schwach gedämpft [dB]	$L_{\Delta,vib}$ stärker gedämpft [dB]
NK	100	-17.5	-23.0
NK	200	-19.0	-31.6
NK	300	-20.9	-35.1
NK	450	-23.1	-36.6
NK	600	-23.6	-36.0
NK	1200	-25.6	-35.4
NK	2400	-28.1	-35.0
KOSVL	100	-16.4	-16.9
KOSVL	200	-17.6	-21.8
KOSVL	300	-19.1	-25.9
KOSVL	450	-20.0	-29.2

Tabelle B.4: Störgrößenreduktionen der Steuerungskonfigurationen

Steuerungs- konfiguration	Filterlänge	$L_{\Delta,vib}$ schwach gedämpft [dB]	$L_{\Delta,vib}$ stärker ge- dämpft [dB]
KOSVL	600	-20.6	-31.2
KOSVL	1200	-20.7	-30.0
KOSVL	2400	-21.7	-31.1
KMSVL	100	-14.5	-11.8
KMSVL	200	-15.9	-15.1
KMSVL	300	-15.6	-15.9
KMSVL	450	-16.1	-17.0
KMSVL	600	-17.0	-17.5
KMSVL	1200	-18.5	-17.0
KMSVL	2400	-20.3	-17.6

## B.5 Optimierte Platzierungen der Gesamtsystemmodellierung

In der folgenden Tabelle werden die Platzierungen für die schwach gedämpfte Konfiguration ohne Stellgrößenbegrenzung zusammengefasst.

Tabelle B.5: Aktuatorplatzierungen der Steuerungskonfigurationen für das schwach gedämpfte System

Steuerungs- konfiguration	Filterlänge	x-Position [m]	y-Position [m]
NK	100	0.146	0.100
NK	200	0.142	0.100
NK	300	0.111	0.087
NK	450	0.109	0.086
NK	600	0.100	0.090
NK	1200	0.069	0.073

Tabelle B.5: Aktuatorplatzierungen der Steuerungskonfigurationen für das schwach gedämpfte System

Steuerungs-konfiguration	Filterlänge	x-Position [m]	y-Position [m]
NK	2400	0.059	0.076
KOSVL	100	0.148	0.100
KOSVL	200	0.143	-0.100
KOSVL	300	0.112	0.086
KOSVL	450	0.092	0.107
KOSVL	600	0.162	0.140
KOSVL	1200	0.090	0.106
KOSVL	2400	0.460	0.533
KMSVL	100	0.150	0.101
KMSVL	200	0.175	0.098
KMSVL	300	0.169	0.121
KMSVL	450	0.168	0.124
KMSVL	600	0.479	0.551
KMSVL	1200	0.480	0.550
KMSVL	2400	0.484	0.549

In der folgenden Tabelle werden die Platzierungen für die stärker gedämpfte Konfiguration ohne Stellgrößenbegrenzung zusammengefasst.

Tabelle B.6: Aktuatorplatzierungen der Steuerungskonfigurationen für das stärker gedämpfte System

Steuerungs-konfiguration	Filterlänge	x-Position [m]	y-Position [m]
NK	100	0.065	0.074
NK	200	0.066	0.068
NK	300	0.065	0.069
NK	450	0.045	0.078
NK	600	0.045	0.078



Tabelle B.6: Aktuatorplatzierungen der Steuerungskonfigurationen für das stärker gedämpfte System

Steuerungs- konfiguration	Filterlänge	x-Position [m]	y-Position [m]
NK	1200	0.440	0.507
NK	2400	0.278	0.571
KOSVL	100	0.399	0.223
KOSVL	200	0.398	0.232
KOSVL	300	0.393	0.232
KOSVL	450	0.394	0.227
KOSVL	600	0.398	0.221
KOSVL	1200	0.671	0.280
KOSVL	2400	0.526	0.529
KMSVL	100	0.480	0.490
KMSVL	200	0.288	0.585
KMSVL	300	0.486	0.497
KMSVL	450	0.482	0.498
KMSVL	600	0.482	0.498
KMSVL	1200	0.482	0.498
KMSVL	2400	0.481	0.498

## B.6 Parameterfelder der Einflussgrößen von Steuerungen

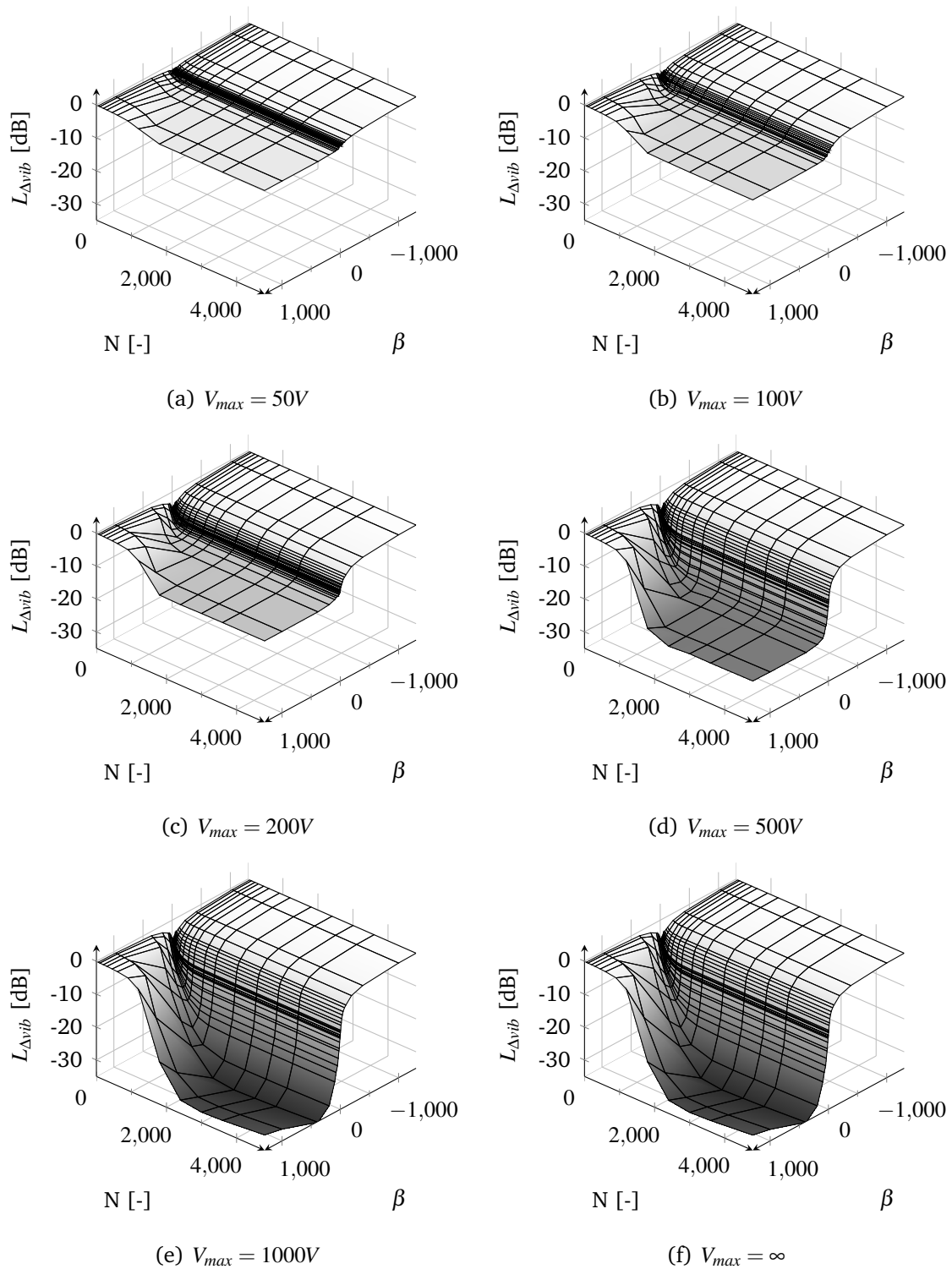


Abbildung B.1: Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1A1S1

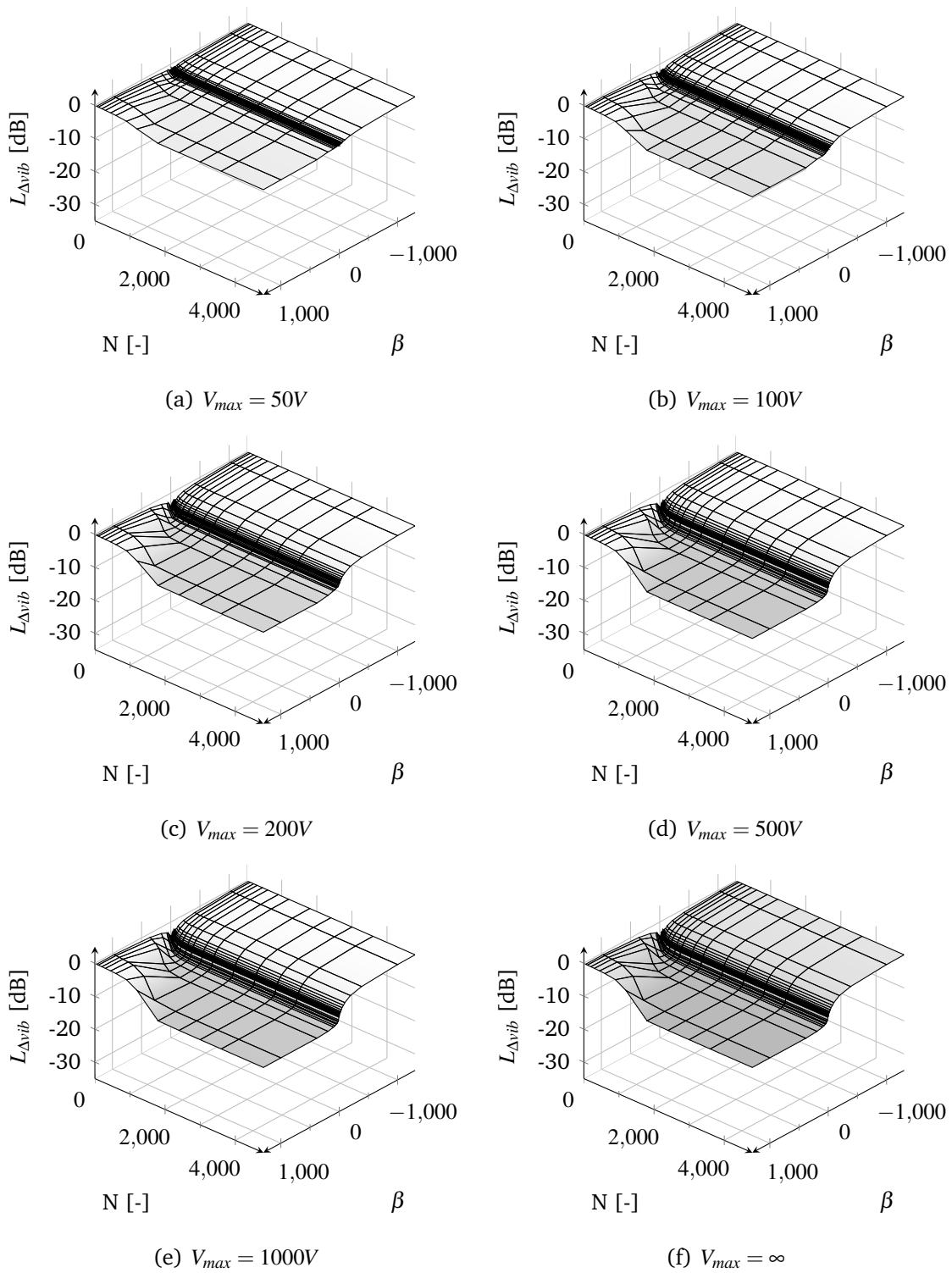


Abbildung B.2: Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1A1S1bisS2

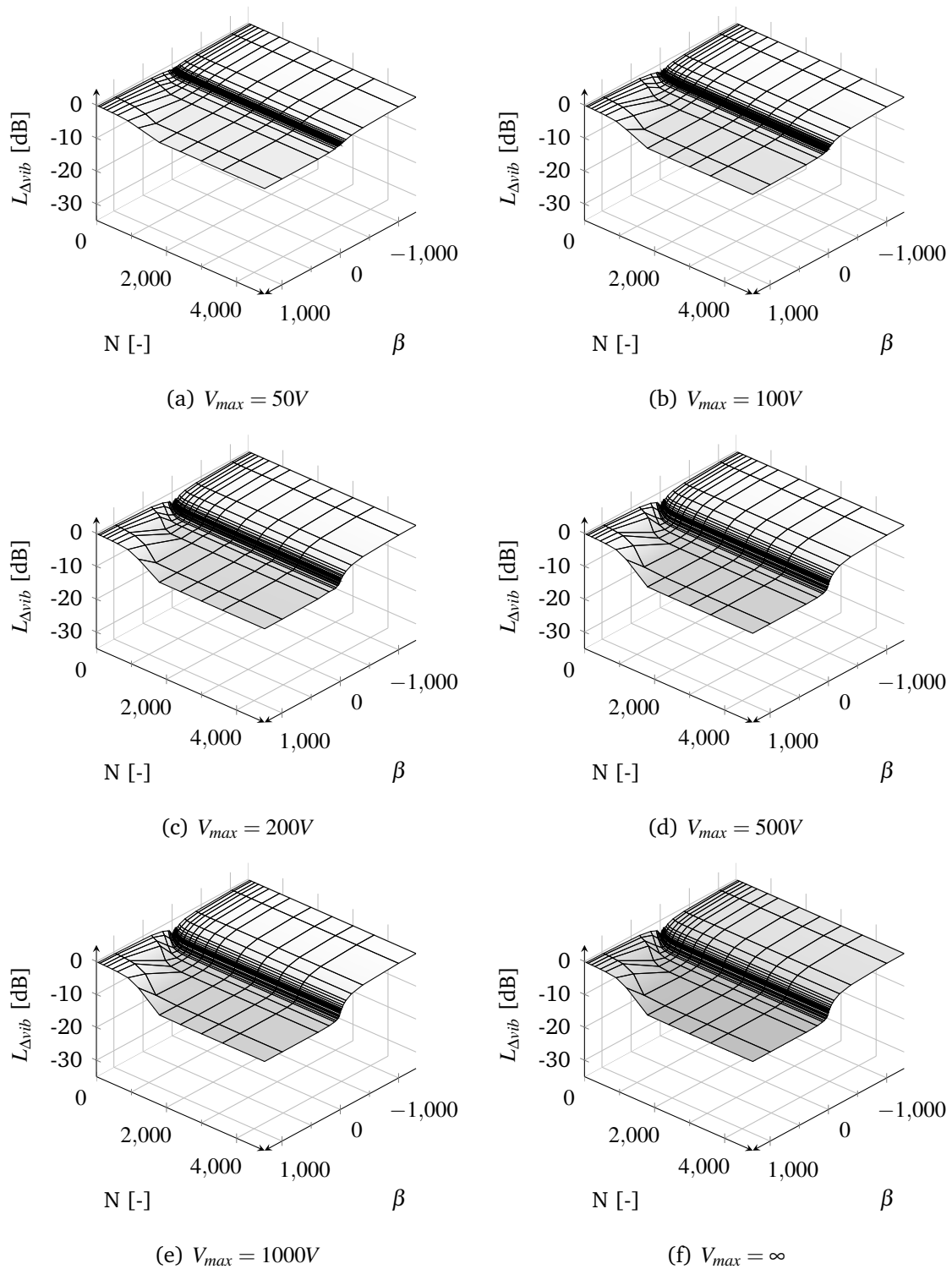


Abbildung B.3: Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1A1S1bisS3

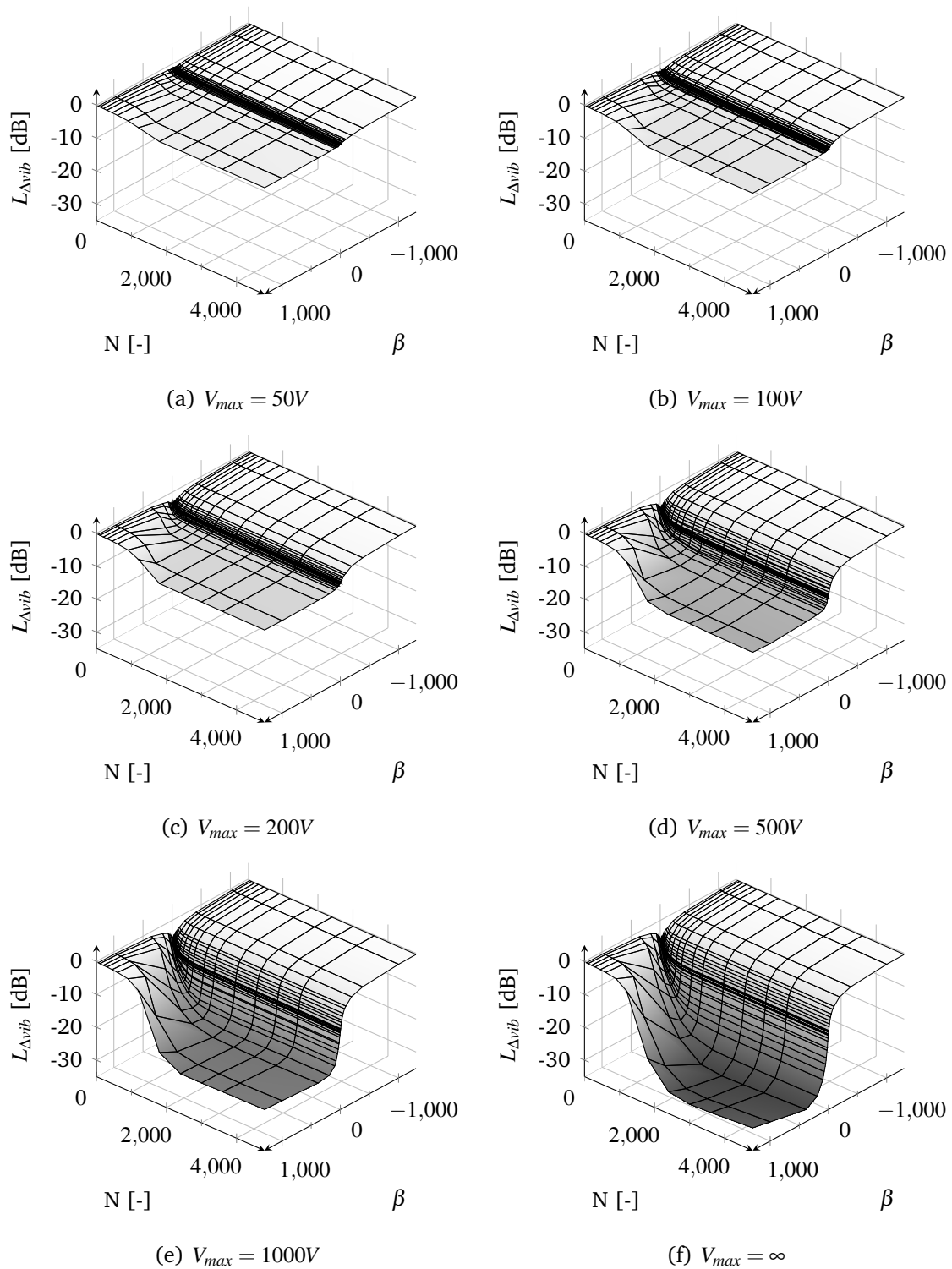


Abbildung B.4: Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1bisF2A1S1

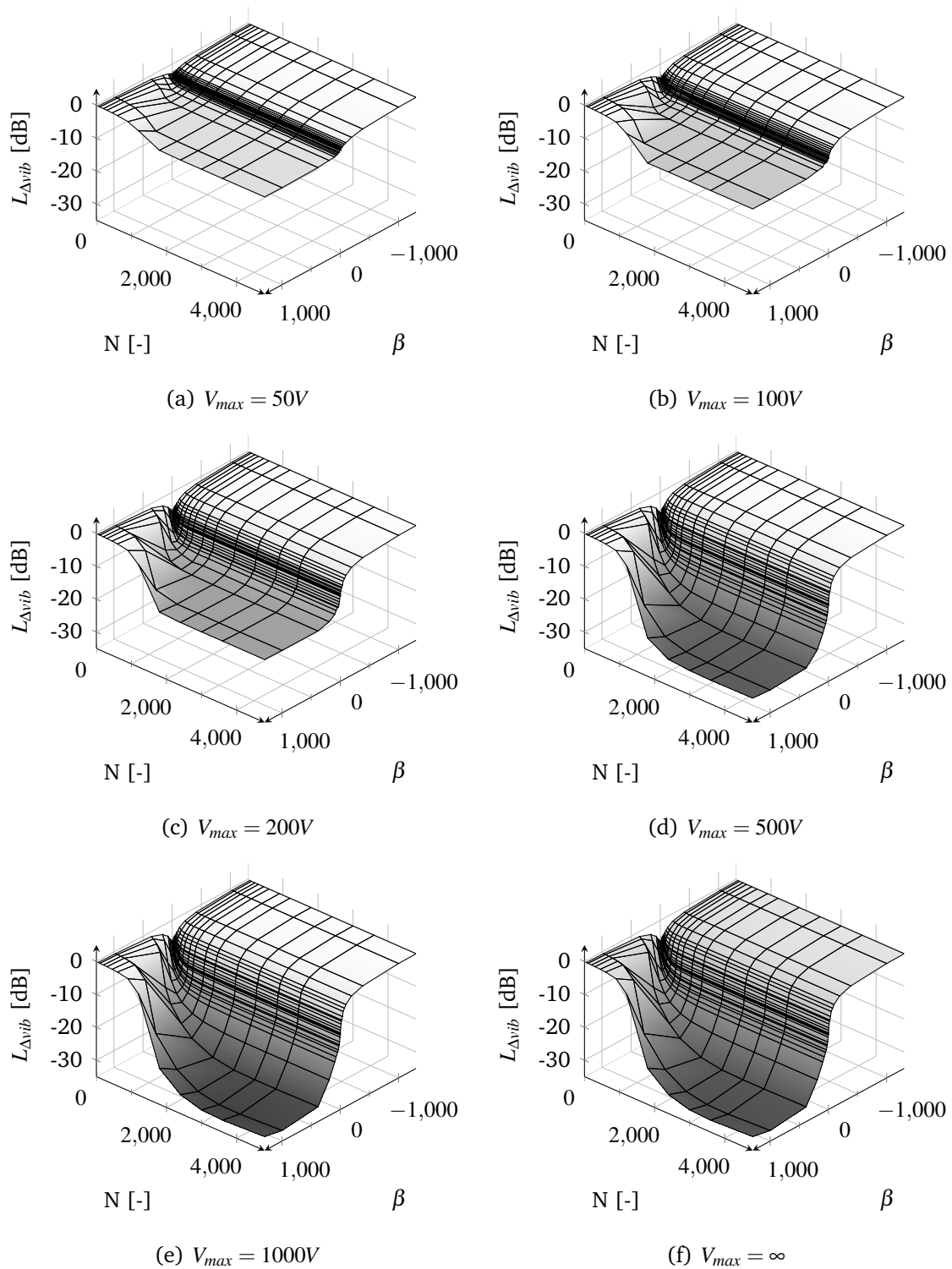


Abbildung B.5: Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1A1bisA2S1bisS2

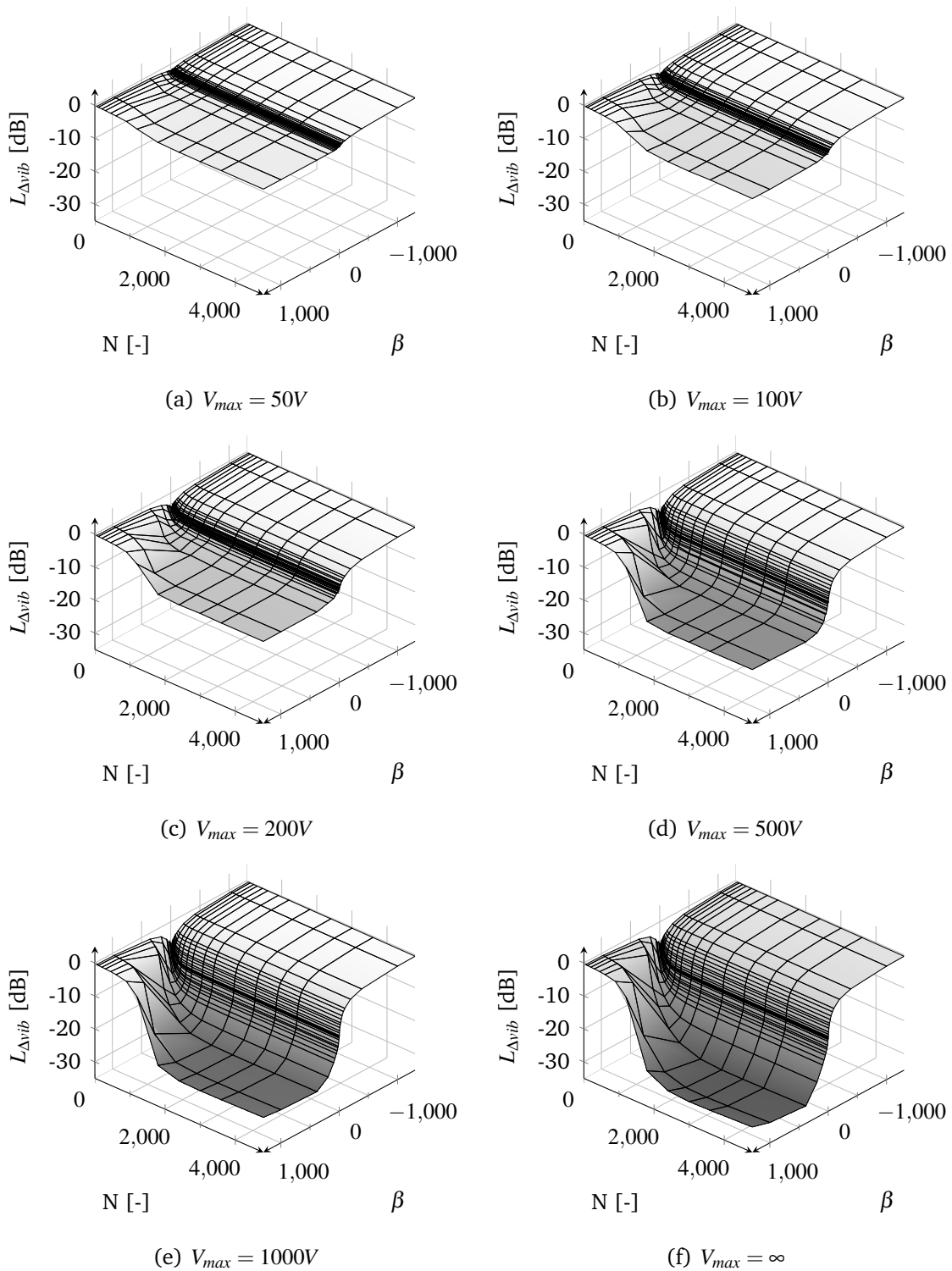


Abbildung B.6: Variation der Steuerungsparameter bei schwacher Dämpfung für Konfiguration F1bisF2A1bisA2S1bisS2

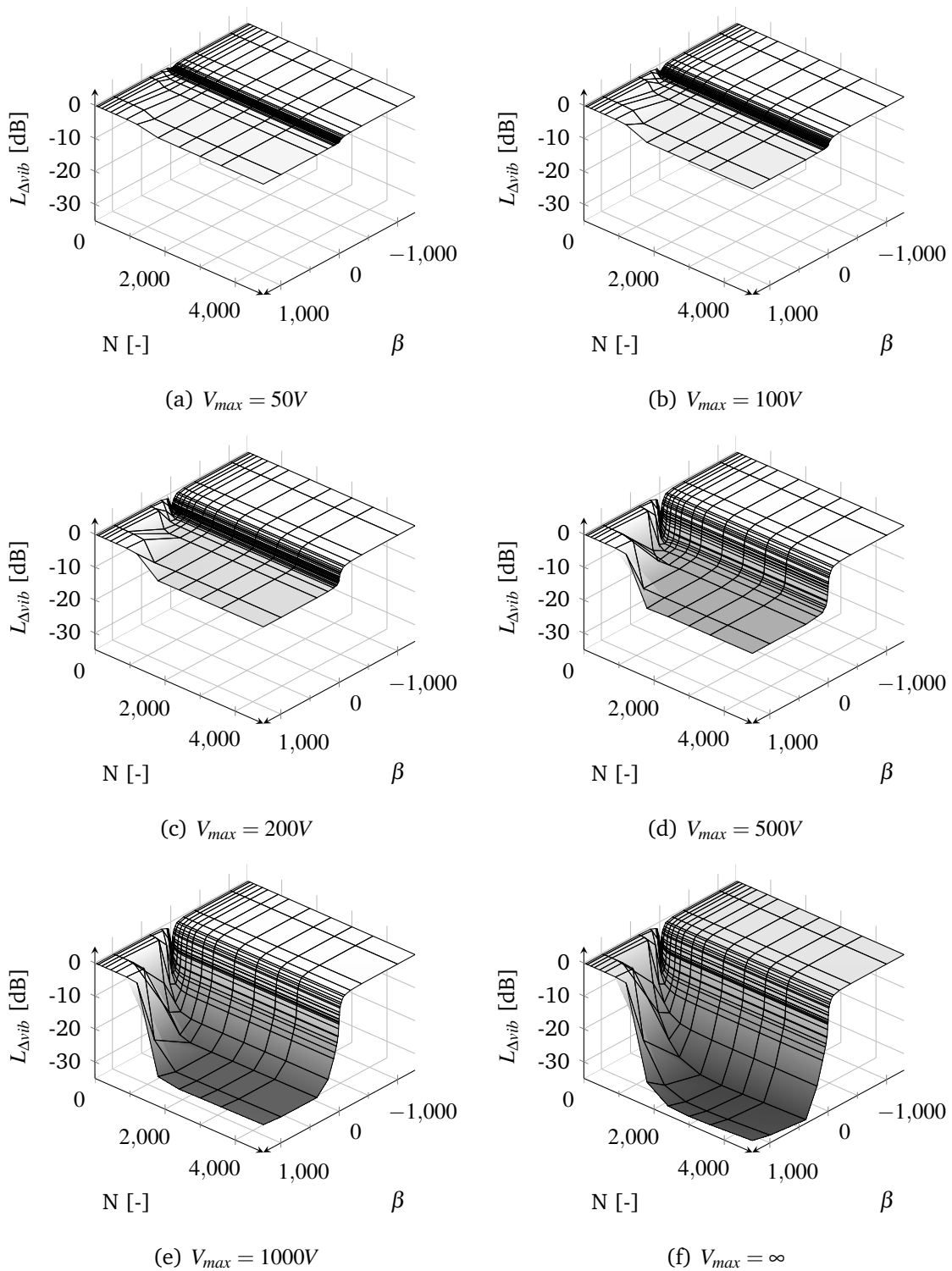


Abbildung B.7: Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1S1



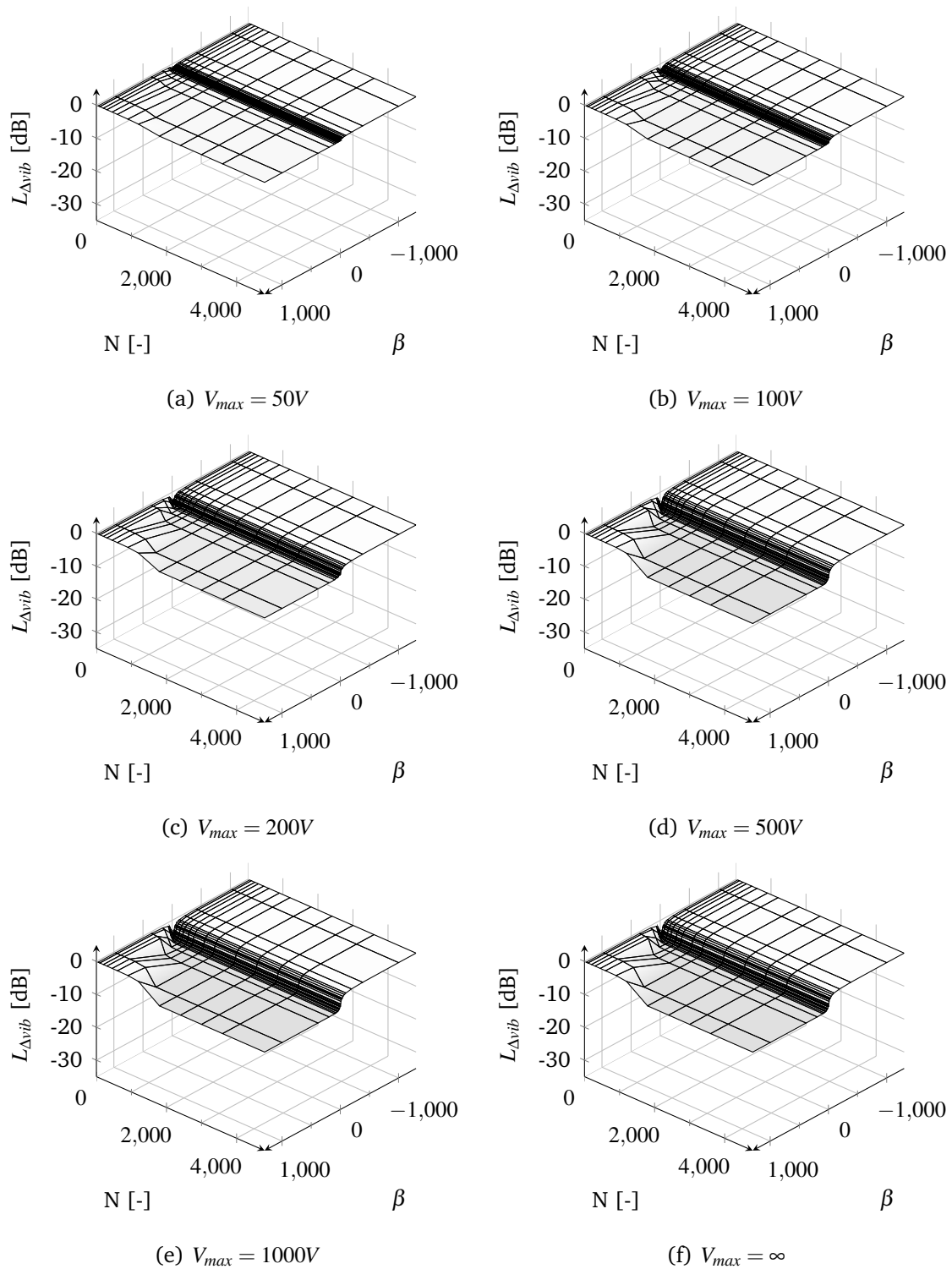


Abbildung B.8: Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1S1bisS2

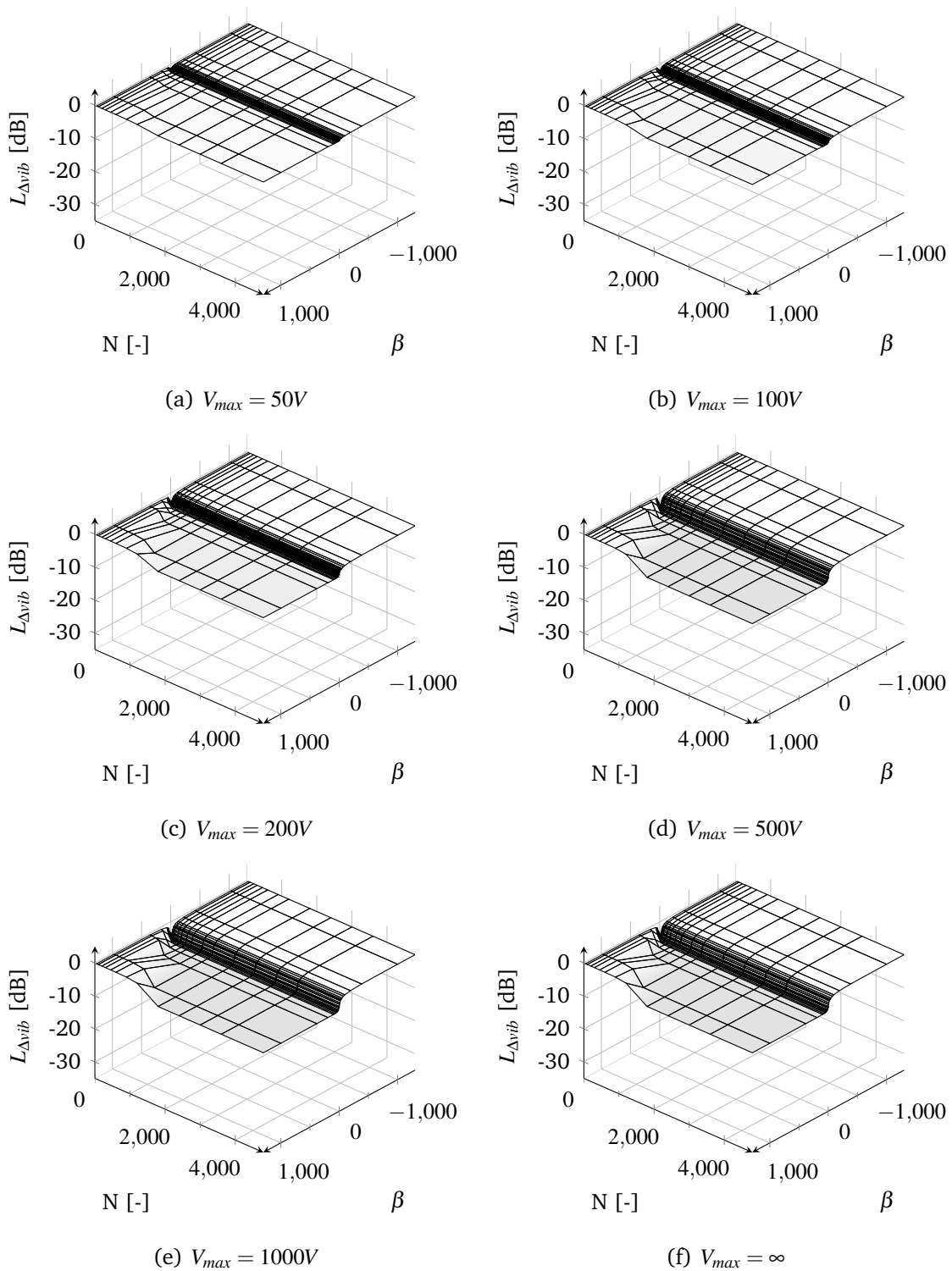


Abbildung B.9: Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1S1bisS3

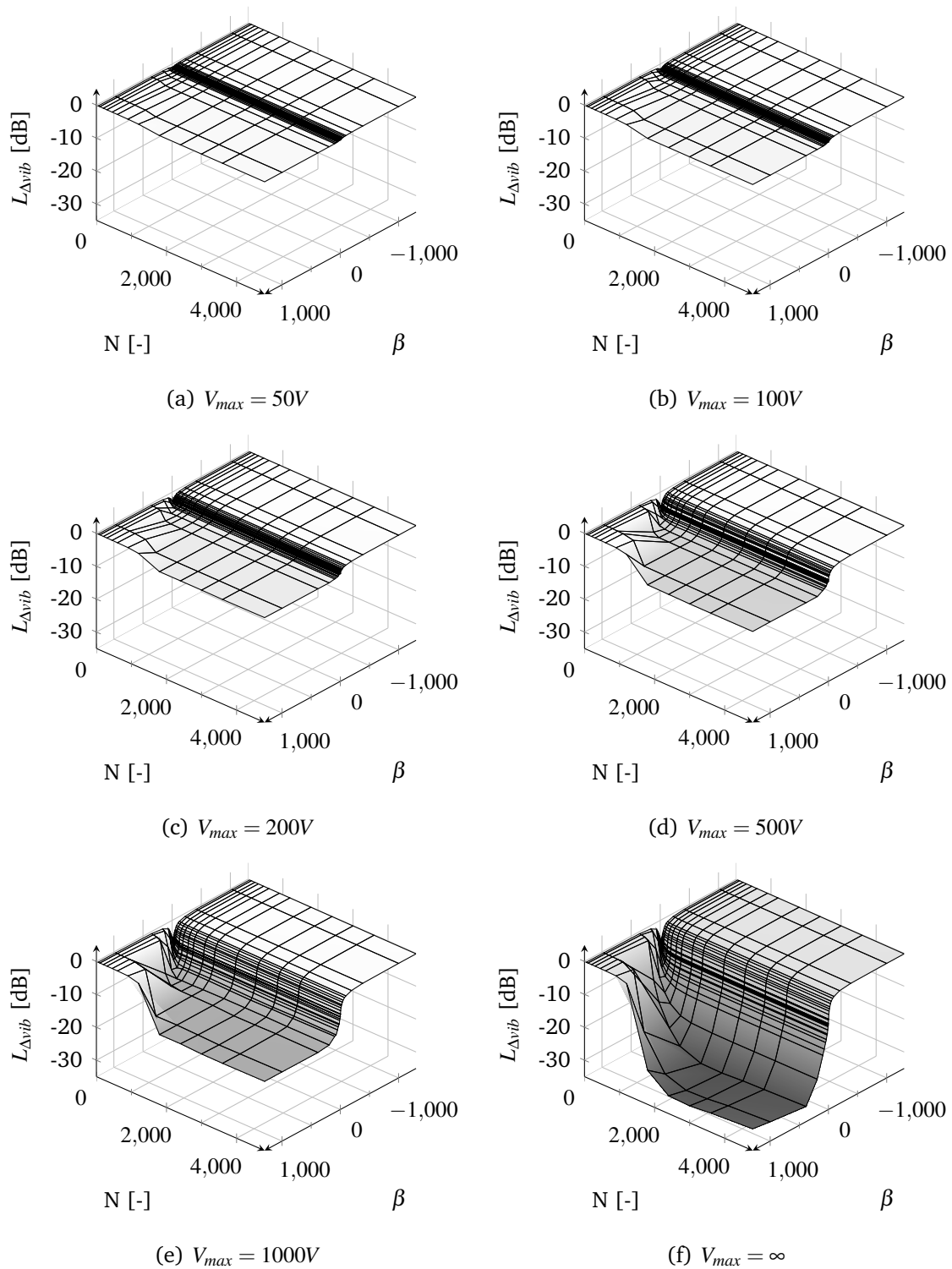


Abbildung B.10: Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1bisF2A1S1

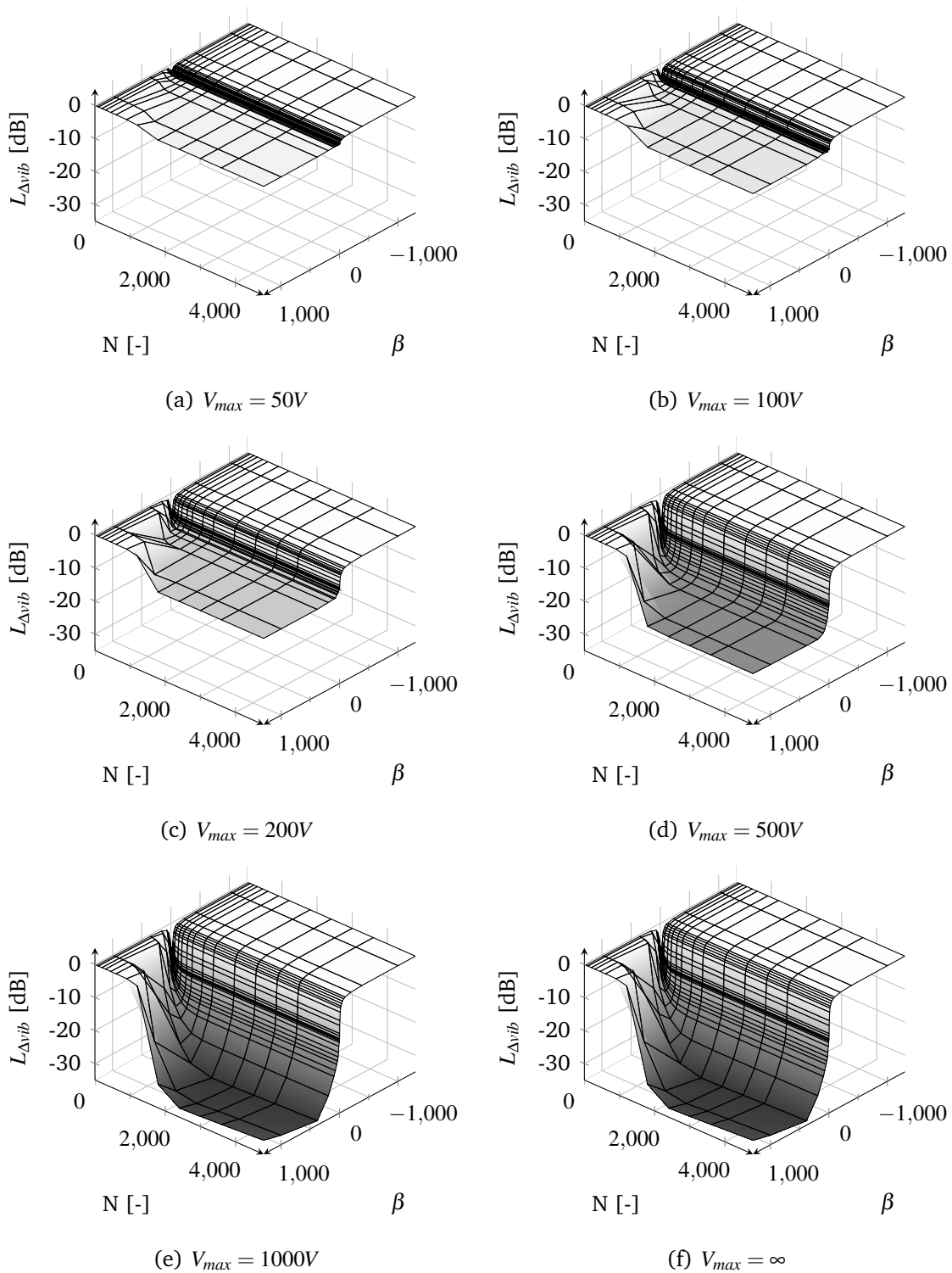


Abbildung B.11: Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1A1bisA2S1bisS2

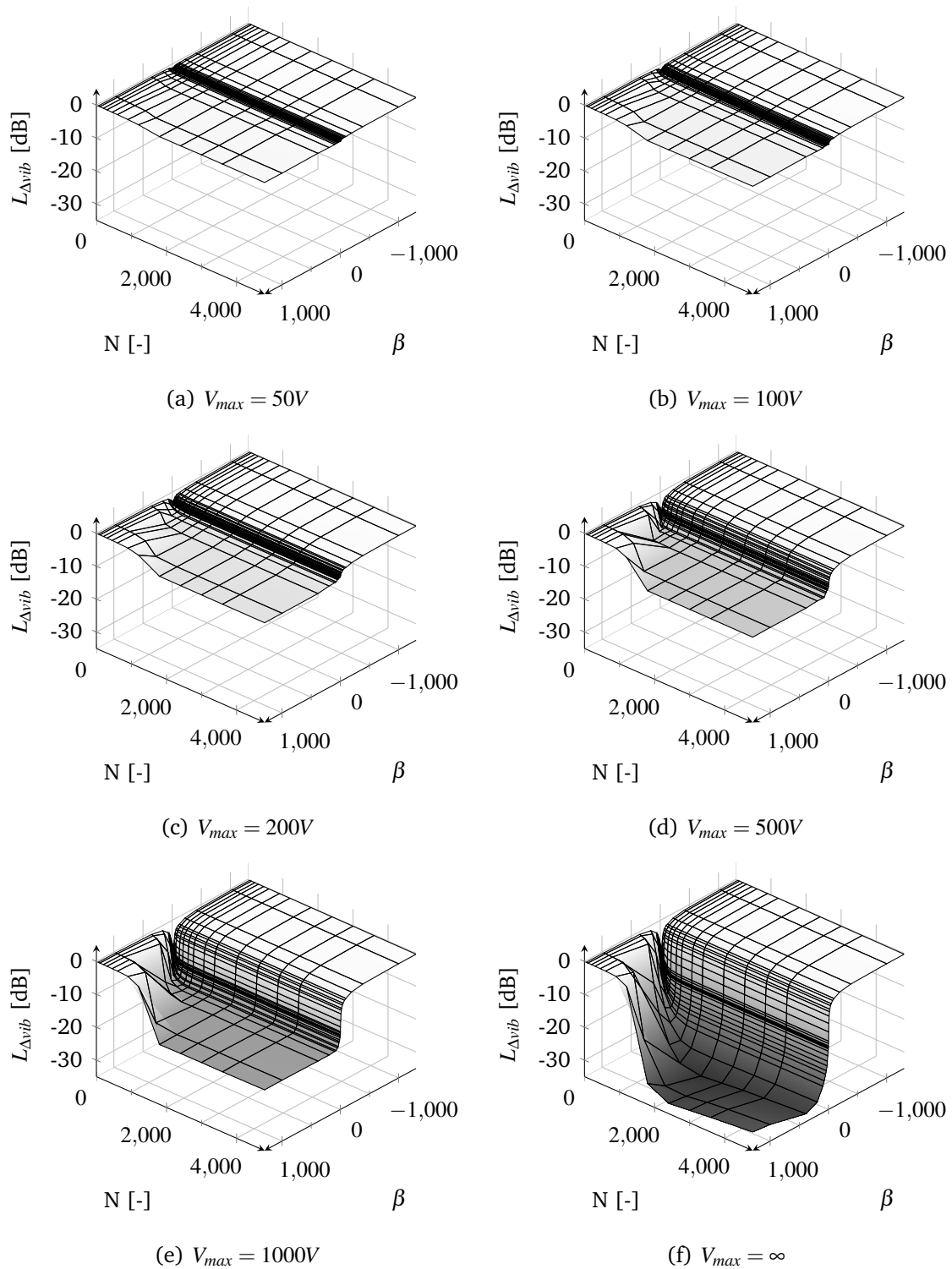


Abbildung B.12: Variation der Steuerungsparameter bei erhöhter Dämpfung für Konfiguration F1bisF2A1bisA2S1bisS2

## B.7 Aktuatorplatzierung

In diesem Abschnitt soll die Aktuatorplatzierung für die alternative Anregungsposition F2 dargestellt werden. Es können die gleichen Effekte in der Platzierung für die einzelnen Steuerungskonfigurationen festgestellt werden, wie für die Anregungsposition F1.

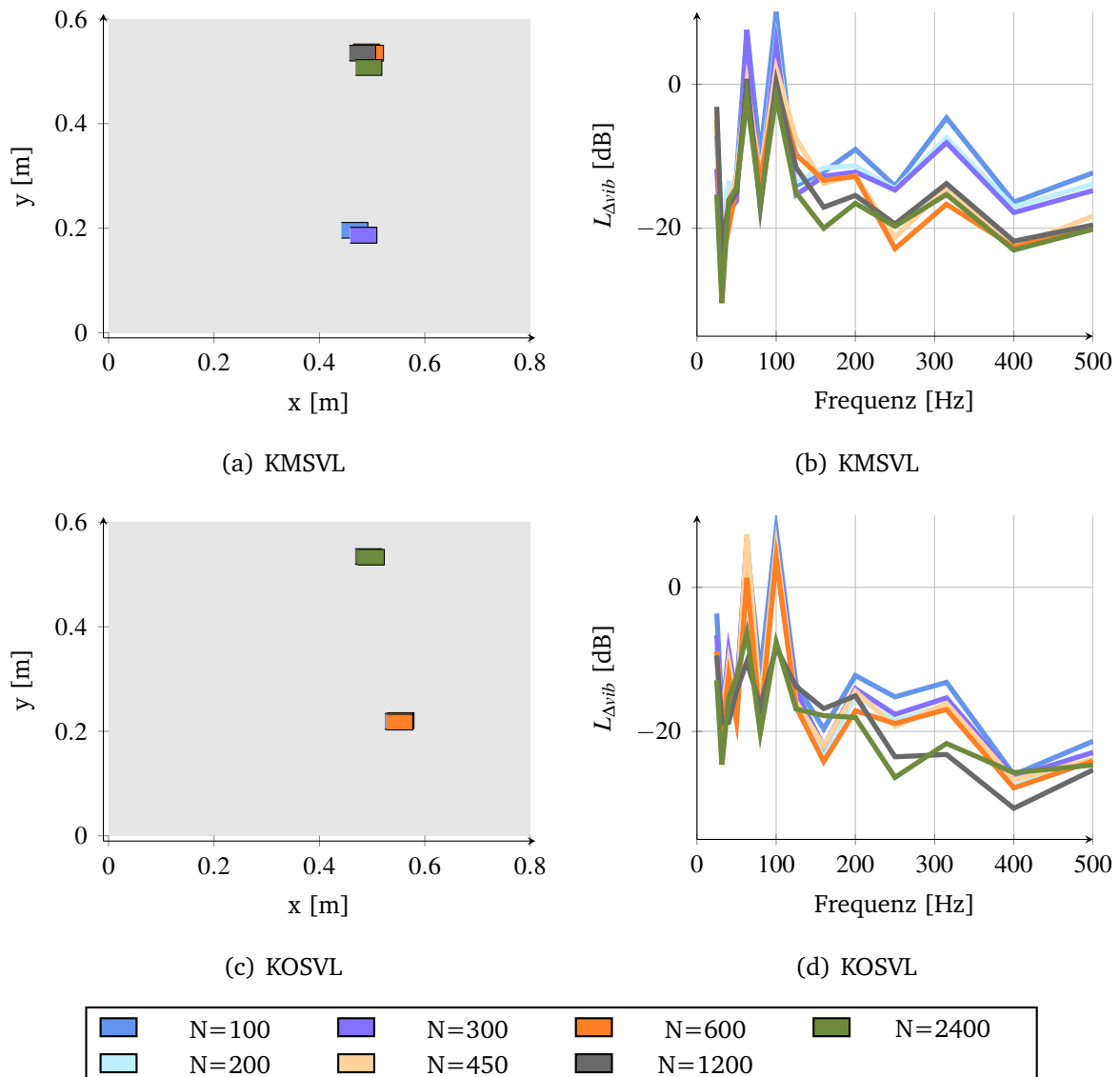


Abbildung B.13: Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte  $N$  für die Anregungsposition F2 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts)

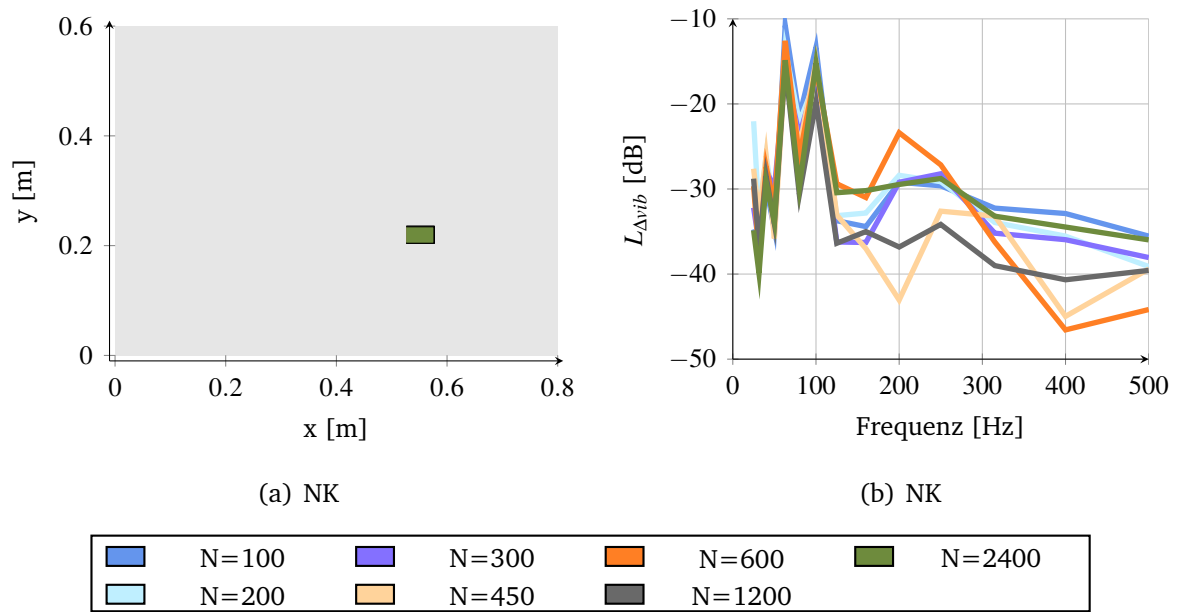


Abbildung B.14: Platzierungen der Aktuatoren der schwach gedämpften Konfiguration in Abhängigkeit der Filtergewichte  $N$  für die Anregungsposition F2 (links) und Vibrationsreduktion am Fehlersensor (rechts)





# Anhang C

## Anhang Experiment

### C.1 Messtechniktable

In Tabelle C.1 ist sämtliche Messtechnik, welche in dieser Dissertation verwendet wurde, aufgelistet.

Tabelle C.1: Messtechniktable

Gerät	Typ	Zus. Informationen
FFT-Analysator	OnoSokki 7200CF	-
Echtzeitsystem	dSpace DS1006	$F_s = 1200 \text{ Hz}$
Laser Scanning Doppler Vibrometer	Polytec PSV 400	-
Piezopatch Aktuator	DuraActP-876.A15	$m = 10 \text{ g}$
Tiefpassfilter	Kemo Card Master 255G	$F_c = 580 \text{ Hz}$
Störshaker	Shaker Ling Dynamic Systems Modell V201	-
Shakerverstärker	Brüel&Kjær Power Amplifier Type 2706	-
Piezoverstärker	PI E120.20	Verstärkung 100 Bereich 0 bis 1000 V Leistung 100 Watt

Tabelle C.1: Messtechniktafel

Gerät	Typ	Zus. Informationen
Messrechner	Windows Workstation	Software:  MatLab® 2009 dSpace ControlDesk Basic Version 3.5 P3

## C.2 Vorversuch modale Dämpfungen

Die modalen Dämpfungen des Simulationsmodells sollten mit Hilfe einer Messung aktualisiert werden. Als Grundlage für die experimentelle Modalanalyse mit Hilfe der Software X-Modal 3 diente eine LSDV-Messung der Struktur an 300 äquidistant verteilten Messpunkten. Die Anregung der Platte wurde mit einem Shaker realisiert, welcher in x- und y-Richtung jeweils 10 cm von der linken unteren Plattenecke angebracht ist (vgl. Abbildung 5.15).

Für die Ermittlung der modalen Dämpfungen wird der Frequenzbereich bis 600 Hz mit dem RFP-z Verfahren analysiert [2, Seiten 6-71]. Dabei sind für die schwach gedämpfte Aluminiumplatte 38 Moden und die dazugehörigen modalen Dämpfungen identifiziert worden, welche in Tabelle B.2 aufgeführt sind.

Die Ermittlung der modalen Dämpfungen für die mit CLD beklebte Aluminiumplatte ist wesentlich schwieriger. Durch die Dämpfung können nur noch sehr wenige Moden mit Hilfe von X-Modal 3 identifiziert werden. Insgesamt ist es lediglich möglich 2 Moden zu identifizieren. Aus diesem Grund wird die ermittelte modale Dämpfung dieser Frequenzen auch für alle anderen Moden angenommen. Somit wird für die Moden bis ca. 200 Hz eine Dämpfung von 2% und darüber eine von 2.5% angenommen.

## C.3 Prüfstandsuntersuchungen

Da im Rahmen dieser Arbeit Simulationsergebnisse mit experimentellen Messwerten verglichen werden, wurde durch eine Modalanalyse ein Modellabgleich zwischen Simulation und Experiment durchgeführt. Leider wurde bei den abschließenden experimentellen Untersuchungen festgestellt, dass das dynamische Verhalten zwischen Simu-

lation und Experiment trotzdem stark variiert. Aus diesem Grund sind Überprüfungs-messungen für den Versuchsstand durchgeführt wurden, die das dynamische Verhalten bei einem Plattenein- und ausbau überprüfen. In Abbildung C.1 ist die Kohärenz dargestellt, die erreicht werden kann, wenn die Platte einmal ein- und ausgebaut wird. Zusätzlich ist die Kohärenz bei einfacher Messung ohne Plattendemontage und bei Amplitudenvariation zum Vergleich ebenfalls dargestellt.

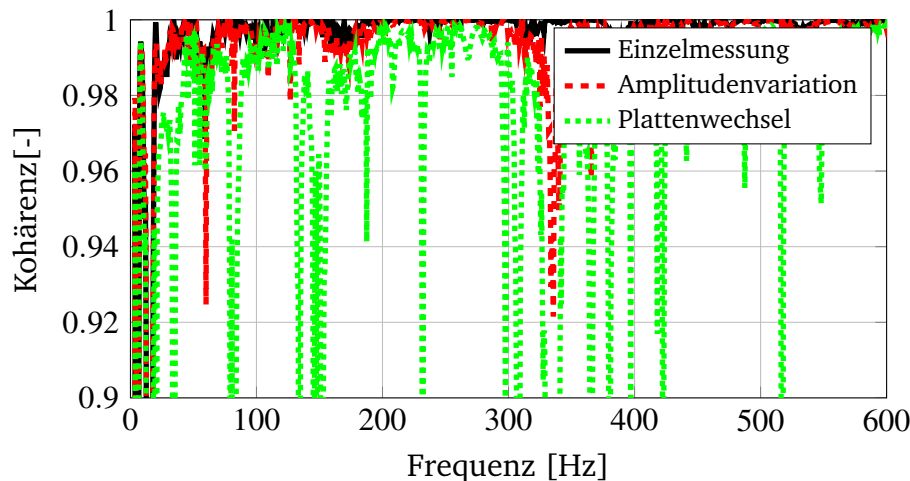


Abbildung C.1: Kohärenzanalyse des Prüfstandes

Anhand des Vergleichs der Referenzmessung und der Kohärenzauswertung bei Ein- und Ausbau der Platte ist deutlich zu erkennen, dass die resultierende Kohärenz deutlich absinkt. Die Absenkung der Kohärenz ist sogar wesentlich deutlicher als bei einer Amplitudenvariation (einmal 1 Volt Anregung und einmal 1.5 Volt). Das ist ein deutlicher Hinweis darauf, dass sich die Dynamik der Platte durch einen Ein- und Ausbau der Versuchsplatte leicht verändert und liefert eine Erklärung für die Abweichungen der Simulationsmodelle gegenüber den Experimenten.

## C.4 Anregungsspektren Simulation/Experiment

In der Simulation wird als Anregung ein bandbegrenztes, weißes Rauschsignal verwendet. Die experimentelle Umsetzung eines solchen Referenzsignals ist jedoch schwierig. Durch die Ankopplung des Shakers wird das dynamische System der Platte mit der Dynamik des Shakers gekoppelt, da der Shaker nicht vollkommen starr und isoliert zum Prüfstand angebracht ist. Eine komplett weiße Anregung im Experiment wäre nur durch ein entsprechendes Regelungssystem möglich, was aber in dieser Arbeit nicht

eingesetzt wird. Zum Vergleich der Ergebnisse, werden die entsprechenden Signale auf die Kraftamplitude normiert. Abbildung C.2 zeigt einen Vergleich des Leistungsdichtespektren der gemessenen mit der simulierten Anregungskraft. Es ist deutlich die Färbung des experimentell gemessenen Kraftsignals zu erkennen, wie auch eine deutliche Amplitudenabweichung. Wie bereits erwähnt wurde, ist aber eine weitere Reduktion der Erregerkraft nicht möglich, da sonst die Kohärenz zwischen Referenz- und Störsignal kleiner werden würde.

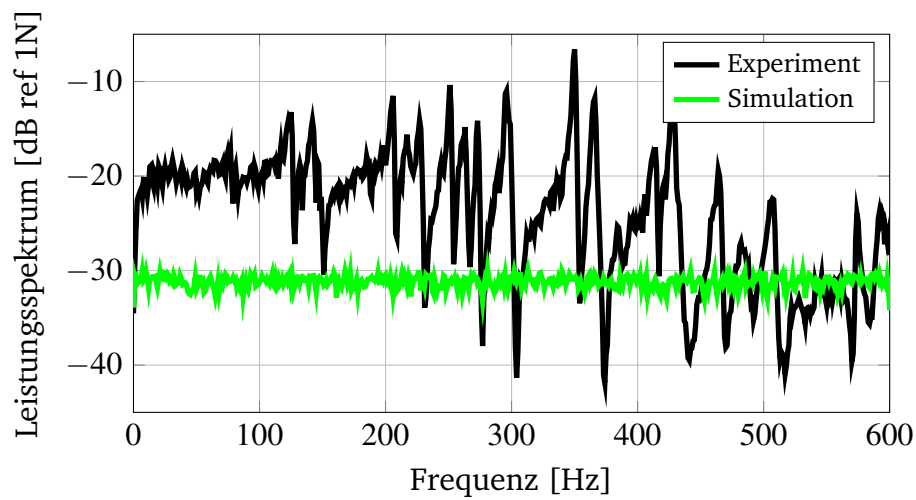


Abbildung C.2: Leistungsdichtespektren der Anregungskräfte aus Simulation und Experiment